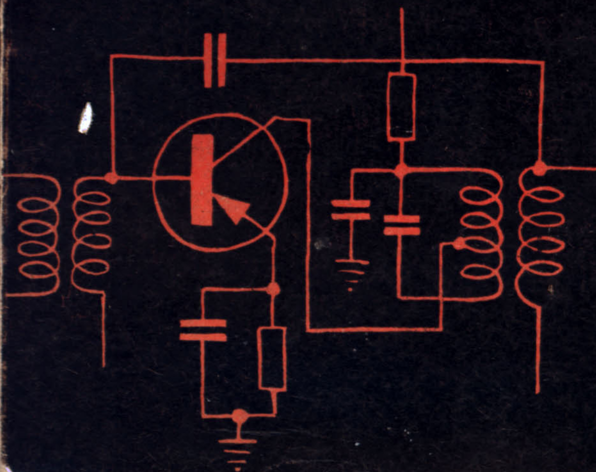
W. Rosiński · J. Pułtorak · E. Stolarski

Podstawy techniki

TRANZYSTOROWEJ







PODSTAWY
TECHNIKI
TRANZYSTOROWEJ

W. ROSIŃSKI, J. PUŁTORAK, E. STOLARSKI

PODSTAWY TECHNIKI TRANZYSTOROWEJ



WYDAWNICTWO
MINISTERSTWA OBRONY NARODOWEJ
1957

Opiniodawca:
Mgr. inż. ZDZISŁAW MAJEWSKI

Redaktor:
Mgr inż. ZENON MENDYGRAŁ

*

Książka poświęcona jest zagadnieniom techniki tranzystorowej.

Omówiono w niej podstawy fizyczne tranzystorów i ich układów, charakterystyki, konstrukcję, projektowanie i miernictwo tranzystorów. Podano również typowe układy tranzystorowe oraz przykłady urządzeń tranzystorowych.

Książka stanowi próbę ujęcia obecnego stanu wiedzy o technice tranzystorowej; jest ona przeznaczona dla studentów, techników i inżynierów, pogłębiających swoje wiadomości z dziedziny tranzystorów, oraz dla tych wszystkich, którzy interesują się techniką tranzystorową.

Redaktor techn.: Helena Malczewska

Korektor: Janina Paprocka

Okładkę projektował: Włodzimierz Lewiński

Wydawnictwo Ministerstwa Obrony Narodowej
Warszawa 1957. Wydanie I
Printed in Poland

Nakład: 5 000 egz. Obj: 23,20 ark. wyd. 22,25 ark. druk.
Papier: druk. sat. V kl. 70 g. Format: 61 x 86/16
Fabryka Papieru w Myszkowie
Oddano do składu 14.V.57 r. Podpis. do druku 6.XI.57 r.
Druk ukończ. w listopadzie 1957 r. Zam. Nr 3566 z dn. 1.IV.57 r.
Wojskowe Zakłady Graficzne w Warszawie
B-29

Cena zł 43.—

SPIS TREŚCI

PRZEDMOWA

Książka niniejsza jest próbą ujęcia obecnego stanu wiedzy o technice tranzystorowej. Chociaż odkrycie tranzystora nastąpiło w 1948 r., a więc stosunkowo niedawno, jednak jego własności okazały się pierwszorzędnej wagi dla tele- i radiokomunikacji, powodując burzliwy rozwój techniki tranzystorowej, przynoszący z każdym rokiem nowe osiągnięcia zarówno w dziedzinie produkcji coraz lepszych i nowszych typów tranzystorów, jak i na polu ich zastosowania.

Rozwój wiedzy o fizycznych podstawach działania tranzystora i udoskonalenie procesów technologicznych powodują stopniowe zaniechanie produkcji tranzystorów ostrzowych ze względu na ich małą trwałość i zastępowanie ich tranzystorami warstwowymi, posiadającymi lepsze własności. Zakres zastosowania tranzystorów został rozszerzony na teletransmisję, technikę łączenia, technikę impulsową i inne, przy czym z każdym rokiem obejmuje on nowe dziedziny techniki.

Autorzy postawili sobie za cel opracowanie tej książki na podstawie najnowszych wiadomości z literatury oraz własnego doświadczenia nabytego przy pracy nad zagadnieniami tranzystorowymi w Zakładzie Elektroniki Instytutu Podstawowych Problemów Techniki Polskiej Akademii Nauk. W pracy główną uwagę zwrócono na tranzystory warstwowe. Problemy dotyczące tranzystorów ostrzowych poruszono tylko tam, gdzie jest to konieczne ze względu na zrozumienie tematu lub chronologiczny rozwój danego zagadnienia.

Wybrano takie tematyczne ujęcie książki, aby mogli z niej korzystać zarówno inżynierowie, jak i technicy nie zaznajomieni gruntownie z problemami nowoczesnej fizyki.

AUTORZY

WYKAZ OZNACZEŃ

1. Oznaczenia literowe alfabetem łacińskim

A — tłumienie
a — układowe wzmocnienie prądowe
B — baza, susceptancja (przewodność bierna)
b — zwarciowy współczynnik wzmocnienia prądowego w układzie WE
C — pojemność
c — zwarciowy współczynnik wzmocnienia prądowego w układzie WK
D — stała dyfuzji
d — długość
E — emiter, siła elektromotoryczna
e — ładunek elektronu
F — współczynnik szumów
f — częstotliwość, funkcja
G — konduktancja (przewodność czynna)
g — parametr
h — przewodnictwo dziurowe, parametr
I — natężenie prądu
j — jedność urojona
K — kolektor, natężenie pola elektrycznego
k — wzmocnienie, stała Boltzmanna, rząd harmonicznej
L — indukcyjność, droga dyfuzji
l — droga swobodna nośnika w krysztale, długość
m — masa elektronu, procent harmonicznej
N — gęstość domieszek, przekładnia napięciowa, moc szumów

n — przewodnictwo elektronowe, gęstość nośników
P — moc
Q — dobroć obwodu
q — ładunek elektryczny
R — rezystancja (oporność czynna)
r — parametr, promień
S — odległość między elektrodami, powierzchnia, moc sygnału
T — temperatura w °K
t — temperatura w °C, czas
U — napięcie
u — ruchliwość
V — potencjał
v — prędkość
W — grubość, energia
WB — wspólna baza
WE — wspólny emiter
WK — wspólny kolektor
X — reaktancja (oporność bierna)
Y — admitancja (przewodność pozorna)
y — parametr
Z — impedancja (oporność pozorna)
z — parametr

2. Oznaczenia literowe alfabetem greckim

α — zwarciowy współczynnik wzmocnienia prądowego
α^* — współczynnik powielania
β — współczynnik straty nośników wskutek rekombinacji, współczynnik sprzężenia zwrotnego
γ — współczynnik wprowadzania nośników, parametr
Δ — wyznacznik, przyrost
δ — współczynnik
ε — stała dielektryczna
η — sprawność
μ — przenikalność magnetyczna
π — stała równa 3,14159

ϱ — oporność właściwa
Σ — suma
σ — przewodność właściwa
φ — przekładnia napięciowa
Ψ — potencjał elektrostatyczny
τ — czas życia nośników
ω — pulsacja

3. Indeksy cyfrowe

0 — wartość stała, wartość początkowa
1 — wejściowy
2 — wyjściowy
11, 12, 21, 22 — oznaczenia parametrów

4. Indeksy literowe

a — akceptorów
adm — admisyjna
b — bazy
bb' — symbol części bazy wspólnej dla prądów kolektora i emitera
d — donorów, dopasowania
e — emitera, elektronów
eb' — emiter-baza
ek — emiter-kolektor
e_0 — odnosi się do warunków początkowych emitera
g — generatora, graniczna
$g\alpha$ — graniczna ze względu na α
gu — graniczna ze względu na układ
h — dziur, mieszane
i — prądowe
k — kolektora
kb' — kolektor-baza
ke — kolektor-emiter
kin — kinetyczny
k_0 — zerowa wartość parametru kolektora, odnosi się do warunków początkowych kolektora

m — mniejszościowy, wzajemna
max — maksymalna
N — neutralizowany
obc — obciążenia
opt — wartość optymalna
p — przewodzenia, przelotu, mocy
hb — dziurowy w bazie
pd — wzmocnienia mocy przy dopasowaniu od strony źródła
s — półprzewodniką samoistnego
st — symbol odnoszący się do wielkości elektrycznych prądu stałego
sz, e — szumów bariery emitera
sz, k — szumów bariery kolektora
sz, i — szumów wywołanych przez zmianę gęstości nośników
sz, t — szumów cieplnych
T — cieplna (termiczna)
u — napięciowe
w — wsteczny, wypadkowy
we — wejściowa
wy — wyjściowa
v — woltomierza
z — impedancyjne, zasilania

5. Oznaczenia napięć, prądów i mocy elektrycznych

Dużą literą oznaczono: amplitudę, wartość stałą; wartość średnią lub wartość skuteczną prądu, napięcia lub mocy. Przy rachunku symbolicznym prądy i napięcia oznaczono daszkami u góry np. $\hat{I}_1$.

6. Oznaczenia wielkości zespolonych

Wielkości zespolone zostały oznaczone daszkiem u góry np. $\hat{Z}_{11}$.

Rozdział 1

ZASADY DZIAŁANIA TRANZYSTORÓW

1.1. ZJAWISKA ZACHODZĄCE W PÓŁPRZEWODNIKACH

1.1.1. Wprowadzenie ogólne

Ciała stałe spotykane w przyrodzie mają zazwyczaj budowę krystaliczną. Atomy, jony lub cząsteczki ciał krystalicznych powiązane ze sobą w pewien określony sposób tworzą tzw. *sieć krystaliczną*.

Wszystkie ciała krystaliczne, zależnie od ich własności elektrycznych, mogą być podzielone na trzy grupy: *metale*, *półprzewodniki* i *dielektryki*; w przyrodzie najliczniejsza jest grupa półprzewodników.

Kryształy tych trzech grup ciał stałych różnią się między sobą przede wszystkim wartością przewodności właściwej σ, która wynosi:

dla metali	$\sigma = 10^4 \div 10^5\ (\Omega\,cm)^{-1}$,
dla półprzewodników	$\sigma = 10^{-10} \div 10^2\ (\Omega\,cm)^{-1}$,
dla dielektryków	$\sigma = 10^{-15} \div 10^{-14}\ (\Omega\,cm)^{-1}$.

Z powyższego zestawienia wynika, że grupa półprzewodników obejmuje najszerszy zakres przewodności właściwych, przy czym przewodności te są dużo mniejsze od przewodności metali, a dużo większe od przewodności dielektryków.

Między metalami, półprzewodnikami i dielektrykami istnieją obok tych różnic ilościowych różnice jakościowe. Ciała te bowiem poddane działaniu tych samych czynników fizycznych różnie się zachowują.

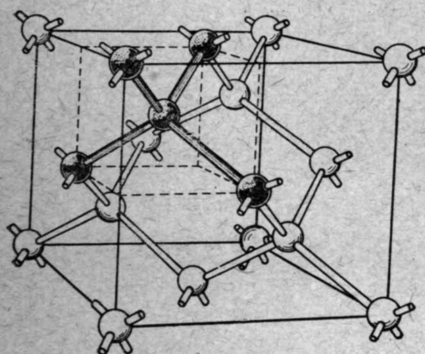
Półprzewodniki na przykład w niektórych przypadkach zachowują się podobnie jak metale, w innych podobnie jak dielektryki. Mają one jednak szereg specyficznych własności, różniących je od metali i dielektryków. Dzięki tym własnościom półprzewodniki znalazły szerokie zastosowanie w technice i zostały wykorzystane

do budowy tzw. przyrządów półprzewodnikowych, do których zaliczamy interesujące nas tranzystory umożliwiające wzmacnianie mocy elektrycznych przebiegów zmiennych.

Charakterystyczną cechą półprzewodników jest zależność ich własności elektrycznych od temperatury, natężenia padającego na nie światła, pola elektrycznego oraz od zawartości domieszek pierwiastków obcych. Znajomość wpływu tych czynników na parametry półprzewodników umożliwia przez odpowiedni dobór warunków uzyskanie materiału dającego się zastosować w technice tranzystorowej. W związku z tym w dalszych rozdziałach niniejszej książki omówimy dokładniej wpływ wymienionych czynników na zjawiska zachodzące w półprzewodnikach stosowanych obecnie w technologii tranzystorów, a więc w germanie (Ge) oraz w krzemie (Si). To zaś z kolei umożliwi zrozumienie zjawisk fizycznych zachodzących w tranzystorze i wyjaśni zasadę działania tranzystora jako elementu układu.

1.1.2. Budowa krystaliczna półprzewodnika

Najbardziej interesującymi półprzewodnikami z punktu widzenia technologii tranzystorów są, jak już wspomnieliśmy, german i krzem. Należą one do czwartej grupy układu periodycznego pierwiastków. Pierwiastki te tworzą regularne kryształy o strukturze przestrzennej przedstawionej na rysunku 1.1. Każdy atom germanu (lub krzemu) znajdujący się w węźle sieci krystalicznej sąsiaduje z czterema innymi, przy czym zachowują one między sobą jednakowe odległości.



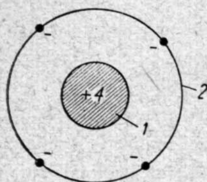
Rys. 1.1. Schemat budowy kryształu germanu

Atomy germanu i krzemu mają podobną strukturę i tworzą takie same kryształy, wobec tego w dalszym ciągu omówimy jedynie kryształ germanu, podkreślając w odpowiednich miejscach różnice istniejące między nim a kryształem krzemu.

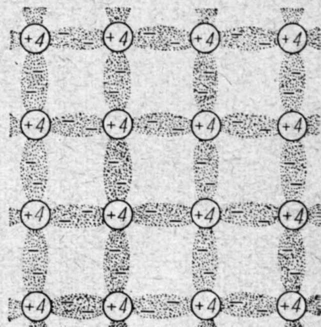
Atom germanu otaczają cztery elektrony walencyjne (wartościowości), stanowiące część zewnętrznej niezapełnionej powłoki atomu (rys. 1.2). Elektrony walencyjne biorą udział w wiązaniach chemicznych atomu, stąd też druga nazwa — elektrony wartościowości.

Atomy germanu w sieci krystalicznej tworzą ze sobą wiązania, w których uczestniczą dwa elektrony pochodzące z sąsiednich atomów i w rezultacie wspólne dla tych atomów. W ten sposób następuje bardzo silne wzajemne powiązanie atomów w sieci krystalicznej dzięki temu, że atomy „pożyczając" sobie elektrony wypełniają całkowicie swoje zewnętrzne orbity.

Dla lepszej ilustracji podajemy na rysunku 1.3 uproszczony płaski schemat struktury sieci krystalicznej germanu.



Rys. 1.2. Model atomu germanu:
1 — rdzeń atomu;
2 — elektrony walencyjne



Rys. 1.3. Schemat uproszczony budowy sieci krystalicznej germanu

Prawidłowy stan sieci krystalicznej półprzewodnika ma miejsce jedynie wówczas, gdy sieć ta zbudowana jest wyłącznie z atomów jednego pierwiastka i znajduje się w temperaturze bezwzględnego zera. W tym stanie kryształ półprzewodnika zachowuje się podobnie jak dielektryk, ponieważ wszystkie jego elektrony walencyjne są silnie związane.

W warunkach normalnych półprzewodnik ma pewną ilość swobodnych nośników prądu elektrycznego dzięki istnieniu pewnych nieregularności w jego sieci krystalicznej oraz dzięki wpływowi czynników zewnętrznych. Zanim jednak przystąpimy do omówienia wpływu czynników zewnętrznych na własności elektryczne kryształu germanu, zastanówmy się, co się stanie, jeżeli do idealnego kryształu półprzewodnika wprowadzimy swobodny elektron.

Jednostkowy ujemny ładunek elektronu wytworzy w sieci krystalicznej pole elektryczne; pole to będzie jednak słabe ze względu na dużą stałą dielektryczną idealnego kryształu germanu, wynoszącą 16. Siła, jaką elektron wywrze na inne ładunki, będzie w efekcie bardzo mała i może być brana pod uwagę jedynie w pobliżu samego elektronu.

Jeżeli sieć kryształu jest rzeczywiście idealna (bez nieregularności wywołujących zakłócenia energetyczne), wówczas zacho-

wanie się wprowadzonego z zewnątrz elektronu nie jest skomplikowane. Gdy wprowadzimy do kryształu elektron o energii kinetycznej równej zeru, to będzie on pozostawał w miejscu tak długo, dopóki nie podziałamy nań jakąś siłą. Elektron ten, w przeciwieństwie do elektronów wiązań walencyjnych, jest elektronem s w o b o d n y m, nie związanym z jakimkolwiek miejscem kryształu.

W krysztale istnieje zmienne pole elektryczne wywołane przez dodatnio naładowane jądra i ujemne wiązania walencyjne. Pole to jest zmienne okresowo.

Jeśli więc przyłożymy do kryształu zewnętrzne pole elektryczne, wówczas znajdujący się w nim swobodny elektron będzie się poruszał pod wpływem wypadkowej siły pochodzącej od tego pola oraz od okresowo zmiennego pola elektrycznego wywołanego przez ładunki sieci krystalicznej. W związku z tym na siłę, pochodzącą od zewnętrznego pola elektrycznego, nałoży się siła okresowo zmienna i wskutek tego elektron poruszający się pod wpływem pola zewnętrznego będzie dodatkowo przyspieszany lub też hamowany. Jeżeli założyć dla uproszczenia (co się zazwyczaj robi), że nie ma okresowo zmiennego pola wywołanego ładunkami sieci, to wówczas elektron będzie się zachowywał tak, jak gdyby miał zmienną masę. Uproszczenie to przyjęto w fizyce, a masie elektronu nadano pojęcie m a s y e f e k t y w n e j. W rezultacie więc pod wpływem przyłożonego pola elektrycznego elektron będzie miał w krysztale przyspieszenia różne od tych, które miałby w wolnej przestrzeni.

Doskonała okresowość sieci idealnego kryształu zakłócana jest przede wszystkim przez energię cieplną, która wywołuje tzw. d r g a n i a c i e p l n e s i e c i. W rezultacie tych drgań elektron raz wprawiony w ruch nie będzie się poruszał nieskończenie w jednym kierunku, ale zderzając się z drgającymi atomami sieci będzie poruszał się chaotycznie we wszystkich możliwych kierunkach. Z teorii wynika, że zmiany kierunku ruchu elektronu wskutek tych zderzeń będą następować po przebyciu przez elektron drogi $l \approx 10^{-5}$ cm (przy $T = 300°K$). Drogę tę nazywamy ś r e d n i ą d r o g ą s w o b o d n ą elektronu w krysztale.

Należy tu zwrócić uwagę na to, że droga ta jest około 1000 razy większa od odległości międzyatomowych w krysztale. Jeśli w krysztale germanu, znajdującym się w temperaturze pokojowej, umieścimy elektron o energii kinetycznej równej zeru, to wskutek zderzeń wywołanych drganiami cieplnymi sieci elektron ten nabierze energii kinetycznej, wartość której określamy z wyrażenia:

$$W_{kin} = \frac{3}{2} kT , \qquad [1.1]$$

gdzie: T — temperatura otoczenia wyrażona w [°K];
k — stała Boltzmanna.

Przyjmując, że elektron ten posiada masę efektywną równą masie spoczynkowej, otrzymamy, że w temperaturze pokojowej jego prędkość nabyta dzięki energii cieplnej wyniesie:

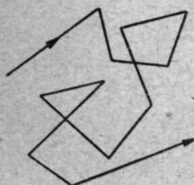
$$v_T = 10^7 \text{ cm/sek};$$

stąd łatwo obliczyć, że zderzenia elektronu z siecią będą następować średnio po upływie czasu

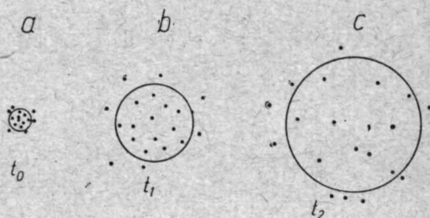
$$t = \frac{l}{v_T} \approx 10^{-12} \text{ sek.}$$

1.1.3. Dyfuzja i unoszenie nośników prądu

Zachowanie się swobodnego elektronu w sieci krystalicznej przedstawiono poglądowo na rysunku 1.4. Droga, jaką przebywa ten elektron, składa się z szeregu krótkich odcinków, których średnia długość wynosi l. Stąd widać, że swobodny elektron zachowuje się podobnie jak cząstki zawiesiny w cieczy, poruszające się r u c h a m i B r o w n a, i może w rezultacie wędrować poprzez kryształ. Proces ten, zwany d y f u z j ą c i e p l n ą e l e k t r o n u, rozpatruje się biorąc pod uwagę dużą liczbę elektronów; pozwala to badać przeciętne (statystyczne) ich zachowanie się w krysztale.



Rys. 1.4. Droga wolnego elektronu w półprzewodniku



Rys. 1.5. Dyfuzja elektronów w półprzewodniku:
a — w chwili t_0; b — po upływie czasu t_1; c — po upływie czasu t_2

Wyobraźmy sobie, iż w pewnym miejscu kryształu w chwili t_0 została wprowadzona duża ilość elektronów (rys. 1.5a). Po czasie t_1 i t_2 (pomijając wzajemne oddziaływanie elektrostatyczne między elektronami) okaże się, że elektrony rozprzestrzenią się w ger-

manie, wykazując rozkład ilustrowany rysunkami 1.5b i 1.5c. Matematycznie proces ten możemy wyrazić następującą zależnością:

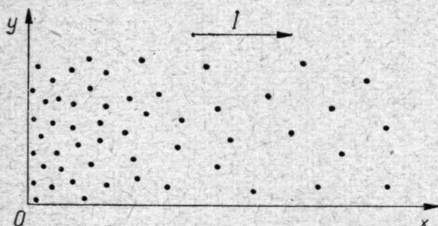
$$n(r, t) = n_0 (\pi D t)^{-\frac{3}{2}} e^{-\frac{r^2}{4\pi D}}, \qquad [1.2]$$

gdzie: $n(r, t)$ — liczba elektronów w 1 cm^3 w odległości r i w czasie t;
n_0 — liczba elektronów wprowadzonych w danym punkcie ($r = 0$) w chwili $t = 0$;
D — stała dyfuzji w [cm^2/sek].

W ogólnym przypadku dyfuzji, wywołanej zmiennym rozkładem gęstości elektronów (rys. 1.6), prąd dyfuzji elektronów, mający na celu wytworzenie tej samej ich gęstości wewnątrz kryształu, określa zależność:

$$i = -e D \frac{dn}{dx}, \qquad [1.3]$$

gdzie $\frac{dn}{dx}$ jest gradientem koncentracji elektronów, zaś znak minus wskazuje, że przepływ prądu odbywa się w kierunku niższej koncentracji.



Rys. 1.6. Zmienny rozkład gęstości elektronów wywołujący dyfuzję w kierunku osi x

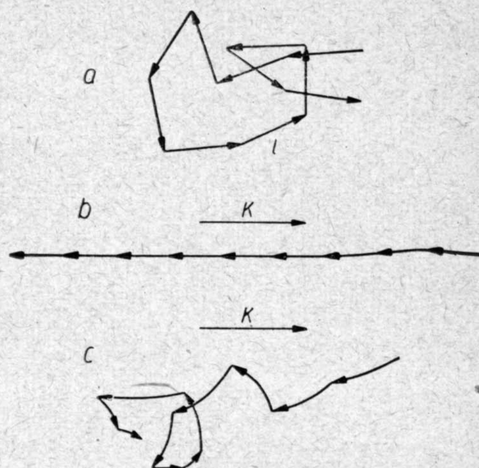
Jeśli próbkę kryształu germanu umieścimy w stałym polu elektrycznym, to dyfundujący w niej elektron będzie się zachowywał tak, jak pokazano na rysunku 1.7. Siła pochodząca od pola, a przeciwnie doń skierowana, spowoduje, że ruch elektronu będzie wypadkową ruchu wywołanego dyfuzją (rys. 1.7a) oraz ruchu wywołanego działaniem pola (rys. 1.7b). W rezultacie elektron będzie przebiegał między zderzeniami po łukach, których długości będą większe w kierunku siły działającej na elektron, a mniejsze w kierunku działania pola (rys. 1.7c).

Składową tego ruchu elektronu w kierunku pola określa się współczynnikiem zwanym ruchliwością i wyrażającym prędkość przesuwania się elektronu w jednostkowym polu elektrycznym, a więc:

$$u = \frac{v}{K}, \qquad [1.4]$$

gdzie: v — prędkość elektronu [cm/sek];
K — natężenie pola elektrycznego [V/cm].

Zależność powyższa słuszna jest tylko dla niezbyt dużych wartości natężenia pola K. Jeżeli natężenie pola jest zbyt duże, wówczas elektrony nabywają większej energii ruchu, co powoduje, że przy częściej następujących zderzeniach z siecią ruchliwość ich maleje. Odpowiada to zakresowi napięć, dla których przestaje obowiązywać prawo Ohma, gdyż opór próbki półprzewodnika wzrasta ze wzrostem natężenia pola elektrycznego.



Rys. 1.7. Wpływ pola elektrycznego K na wypadkowy tor, po którym porusza się elektron:

a — ruch bezładny elektronu; b — ruch wywołany polem elektrycznym; c — ruch wypadkowy

Stała dyfuzji i ruchliwość są współczynnikami charakteryzującymi daną próbkę półprzewodnika i są ze sobą związane stosunkiem:

$$\frac{D}{u} = \frac{kT}{e}. \quad [1.5]$$

Wartość tego stosunku przy temperaturze T = 300°K wynosi 0,026 V.

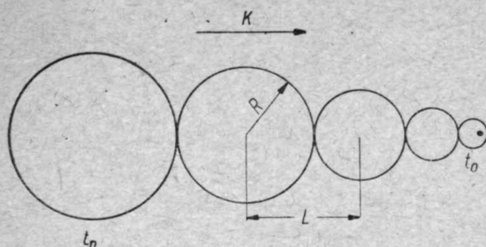
Wartość stałych dyfuzji i ruchliwości nośników dla germanu i krzemu podano w tablicy 1.1.

Tablica 1.1

Zestawienie ruchliwości i stałych dyfuzji nośników dla germanu i krzemu

Rodzaj nośnika	Ruchliwość u przy 300°K [cm²/V sek]		Stała dyfuzji D [cm²/sek]	
	Ge	Si	Ge	Si
Elektron	3900 ± 100	1900 ± 50	93 ± 5	30 ± 3
Dziura	1900 ± 100	500 ± 30	43 ± 2	65 ± 12

W przypadku występującego jednocześnie zjawiska dyfuzji i unoszenia nośników pod wpływem pola elektrycznego zjawisko dyfuzji przeważa w pierwszym momencie ze względu na silne oddziaływanie elektrostatyczne pomiędzy nośnikami i niektóre elektrony dyfundują przeciwko polu. Ilustruje to wyraźnie rysunek 1.8, na którym kropką oznaczono grupę elektronów wprowadzonych do półprzewodnika w chwili $t = 0$, zaś kołami zaznaczono obszary, jakie zajmują one w następnych okresach czasu. Stosunek promienia R kuli utworzonej wokół dyfundujących elektronów do przesunięcia ich o drogę L w kierunku działania sił pola K jest miarą wartości poszczególnych czynników (dyfuzji i unoszenia) i wynosi:



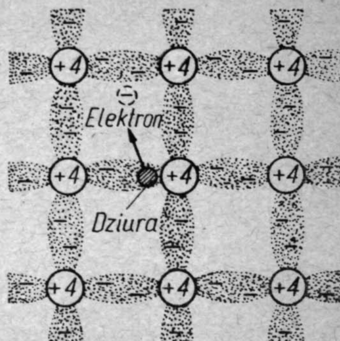
Rys. 1.8. Wpływ pola elektrycznego i dyfuzji na ruch elektronów w półprzewodniku

$$\frac{R}{L} = \left(\frac{9{,}2\,kT}{eU}\right)^{\frac{1}{2}}, \qquad [1.6]$$

gdzie U jest napięciem występującym na drodze L.

1.1.4. Dziura — nośnik dodatniego ładunku w półprzewodniku

Elektron, którego energia jest dostatecznie duża, aby pokonać siły wiążące go z atomem, może opuścić wiązanie walencyjne. W ten sposób na jego dawnym miejscu pozostaje w i ą z a n i e n i e p e ł n e, które stanowi ładunek dodatni zwany d z i u r ą, równy co do wartości ładunkowi elektronu. Ilustruje to schematycznie rysunek 1.9. Dziurę tę może wypełnić elektron z sąsiedniego wiązania walencyjnego, pozostawiając także po sobie dziurę, którą z kolei zajmie elektron z innego wiązania walencyjnego itd. W ten sposób dziura będzie się zachowywać tak jak dodatni ładunek swobodny i może dyfundować wewnątrz kryształu, przy czym jej średnia droga



Rys. 1.9. Tworzenie się pary dziura-elektron w sieci krystalicznej półprzewodnika

swobodna wynosi podobnie jak w przypadku elektronu około 10^{-5} cm.

Jakościowo dziury zachowują się podobnie jak elektrony, z tą tylko różnicą, że mają ładunek dodatni, ilościowo zaś tym się od nich różnią, że ich stała dyfuzji D i ruchliwość u mają mniejsze wartości, co podano w tablicy 1.1.

1.1.5. Generacja, rekombinacja i czas życia nośników

Przewodność półprzewodnika jest zależna od temperatury oraz od natężenia padającego nań światła. Drgania cieplne sieci i światło padające na kryształ przekazują swoją energię elektronom wchodzącym w skład wiązań walencyjnych. Jeżeli na skutek tego elektron zaabsorbuje dostatecznie dużą energię, wówczas opuści on swoje miejsce stając się wolnym nośnikiem. W rezultacie będziemy mieli w krysztale wolny elektron i wolną dziurę. Mówimy wówczas, że nastąpiła generacja pary dziura-elektron.

Jeśli w 1 cm³ kryształu znajduje się w danej chwili n_e elektronów i n_h dziur, wówczas przewodność jego określa się zależnością:

$$\sigma = e\,(u_e\,n_e + u_h\,n_h)\,, \qquad [1.7]$$

gdzie u_e i u_h oznaczają odpowiednio ruchliwość elektronów i dziur.

Pod wpływem przyłożonego do kryształu pola elektrycznego dziury będą poruszać się w kierunku zgodnym z nim, zaś elektrony w kierunku przeciwnym, dając razem prąd elektryczny, co zostało wyrażone w postaci sumy we wzorze [1.7.].

Jednocześnie z procesem generacji występuje w krysztale rekombinacja nośników (a więc łączenie się par dziura-elektron), polegająca na zajmowaniu przez wolne elektrony niepełnych wiązań walencyjnych. Proces ten zachowuje stan równowagi termodynamicznej, której wyrazem jest określona ilość nośników prądu, znajdujących się w krysztale w danych warunkach cieplnych i świetlnych.

Jeśli oświetlimy próbkę dodatkowym źródłem światła (a więc zwiększymy natężenie padającego na nią światła), wówczas okaże się, że przewodność próbki wzrośnie, gdyż dostarczenie większej energii świetlnej spowodowało wzrost generacji par dziura-elektron. Po usunięciu dodatkowego źródła światła przekonamy się, że uzyskana przewodność σ' malejąc stopniowo dojdzie do poprzedniej wartości σ, co można wyrazić wzorem:

$$\sigma' = \sigma + \Delta\sigma\, e^{-\frac{t}{\tau}} \qquad [1.8]$$

gdzie τ — średni czas życia nośników;
t — czas mierzony od chwili usunięcia dodatkowego źródła światła.

Średni czas życia nośników jest więc wielkością określającą szybkość rekombinacji nośników i mierzy się czasem, w ciągu którego liczba nośników zmaleje *e* razy.

Z czasem życia nośników związana jest ściśle średnia droga dyfuzji *L* nośników ładunku. Średnia droga dyfuzji *L* jest to droga, jaką przejdzie nośnik ładunku od momentu generacji do momentu rekombinacji. Wielkości tej nie należy identyfikować ze średnią drogą swobodną *l* nośnika, jaką on przebywa między poszczególnymi zderzeniami (nie rekombinując), i wynoszącą około 10^{-5} cm, podczas gdy *L* ma wartość $10^{-2} \div 10^{-1}$ cm.

Między czasem życia nośników a drogą dyfuzji istnieje zależność:

$$\tau = \frac{L^2}{D}, \qquad [1.9]$$

gdzie *D* jest stałą dyfuzji.

Z doświadczeń wynika, że proces rekombinacji potęguje istnienie w krysztale pewnych nieregularności (np. brak atomu w węźle sieci lub atom w położeniu międzywęzłowym itp.), które ograniczają czas życia nośników. Nieregularności te powodują również generację par dziura-elektron, toteż nazywamy je ogólnie c e n t r a m i   g e n e r a c j i   i   r e k o m b i n a c j i   n o ś n i k ó w.

Powierzchnia kryształu półprzewodnika wykazuje istnienie dużej ilości centrów rekombinacji. Rekombinacja powierzchniowa jest tak duża, że w przypadku próbek półprzewodnika o małym przekroju może ona znacznie przewyższać rekombinację objętościową, stąd też czas życia nośników jest funkcją rozmiarów próbki.

1.1.6. Przewodność półprzewodnika — donory i akceptory

W czystym półprzewodniku, czyli w tzw. p ó ł p r z e w o d n i k u   s a m o i s t n y m, gęstości dziur i elektronów muszą być sobie równe, aby półprzewodnik ten mógł być elektrycznie obojętny, a więc:

$$n_e = n_h = n_s, \qquad [1.10]$$

gdzie n_s określa liczbę par dziura-elektron w 1 cm^3, generowanych drganiami cieplnymi sieci krystalicznej. Liczba tych par zależy od temperatury, co widać z zależności:

$$n_s = K_1 T^{\frac{3}{2}} e^{-\frac{b}{T}}. \qquad [1.11]$$

Wartości współczyników K_1 i *b* dla krzemu i germanu podane są w tablicy 1.2.

Tablica 1.2.

Wartości współczynników K_i i b dla germanu i krzemu

Materiał	K_i	$-b$ [°K]
Ge	$9{,}7 \cdot 10^{15}$	$+4350$
Si	$2{,}8 \cdot 10^{16}$	$+6450$

Liczba n_s jest średnią statystyczną (gdyż pary dziura-elektron podlegają ustawicznej generacji i rekombinacji) i w temperaturze 300°K wynosi dla germanu $2{,}5 \cdot 10^{13}$ par/cm³, a dla krzemu $6{,}8 \cdot 10^{10}$ par/cm³.

Przewodność półprzewodnika samoistnego określa się następującym wzorem:

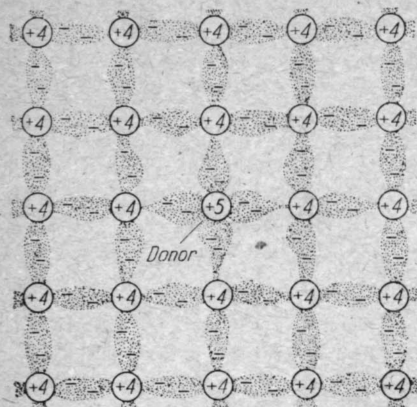
$$\sigma_s = e\,(u_e + u_h)\,n_s. \qquad [1.12.]$$

W nielicznych tylko przypadkach półprzewodnik samoistny lub półprzewodniki zbliżone do niego własnościami znajdują zastosowanie w technice tranzystorowej. Decydującą bowiem rolę odgrywają tu tzw. półprzewodniki n a d m i a r o w e (donorowe) i n i e d o m i a r o w e (akceptorowe), które otrzymuje się przez wprowadzenie do czystego półprzewodnika domieszek pierwiastków obcych, tzw. donorów lub akceptorów. Domieszki te znajdujące się w sieci krystalicznej półprzewodnika w nierównych ilościach czynią go bardziej przydatnym w technologii przyrządów półprzewodnikowych, bowiem decydują one o istnieniu w nim przewagi nośników jednego znaku (tzw. większościowych) nad nośnikami znaku przeciwnego (tzw. mniejszościowymi).

Typowymi d o n o r a m i dla germanu i krzemu są pierwiastki a n t y m o n (Sb) i a r s e n (As). Są to pierwiastki należące do piątej grupy układu periodycznego, których atomy mają pięć elektronów walencyjnych. Atomy donorów zajmują miejsca w węzłach sieci germanu i tworzą wiązania podobnie jak atomy germanu. Różnica polega jedynie na tym, że ich piąty słabo związany elektron staje się swobodny i dyfunduje wewnątrz kryształu, pozbawiony zaś elektronu atom donorowy reprezentuje jon dodatni mocno związany z siecią. Przedstawiono to poglądowo na rysunku 1.10.

Wskutek tego, że atom donora ma ładunek dodatni, konfiguracja wiązań walencyjnych w jego otoczeniu zniekształca się (półprze-

wodnik polaryzuje się). Duża stała dielektryczna germanu ($\varepsilon = 16$) powoduje znaczne zmniejszenie się siły przyciągającej pochodzącej od tego ładunku i działającej na swobodne elektrony. A ponieważ w temperaturze pokojowej energie cieplne elektronów swobodnych są duże, wobec tego napotykane przez nie pola donorów prawie wcale nie wpływają na sposób poruszania się ich w sieci kryształu przy niezbyt dużych gęstościach domieszek.



Rys. 1.10. Schematyczne przedstawienie polaryzacji półprzewodnika wskutek istnienia atomu donora w węźle sieci

W półprzewodniku zawierającym domieszki donorowe lub akceptorowe istnieją nośniki obydwu znaków, przy czym gęstość ich spełniają związek:

$$n_e n_h = n_s^2 . \qquad [1.13]$$

W półprzewodnikach donorowych (nadmiarowych), zwanych półprzewodnikami typu *n*, w których przeważają domieszki donorowe, nośnikami większościowymi są wolne elektrony. Biorąc zaś pod uwagę zależność [1.13], z której wynika, że przewodność materiału jest proporcjonalna do liczby nośników większościowych, możemy określić przewodność półprzewodnika donorowego jako:

$$\sigma = e\, u_e\, n_e. \qquad [1.14]$$

Zakładając zaś całkowitą jonizację atomów donorowych, zależność powyższą możemy przedstawić w postaci:

$$\sigma = e\, u_e\, N_d, \qquad [1.15]$$

gdzie N_d jest gęstością atomów donorowych (liczbą atomów donorowych w 1 cm^3 kryształu).

Typowymi akceptorami dla germanu i krzemu są ind (In), glin (Al) i gal (Ga). Atomy tych pierwiastków mają tylko trzy elektrony walencyjne, w wyniku czego nie są one w stanie utworzyć kompletnych wiązań z atomami germanu w sieci krystalicznej. Brak elektronu w jednym z wiązań równoważny jest dziurze, która może dyfundować swobodnie w krysztale. Nabywając więc brakujący w wiązaniu elektron, atom akceptora będzie

miał jednostkowy ładunek ujemny, który wywoła w swoim otoczeniu polaryzację, podobnie jak to miało miejsce w przypadku omawianego atomu donora.

W półprzewodnikach akceptorowych (niedomiarowych), zwanych często **półprzewodnikami typu** p, większościowymi nośnikami prądu są dodatnie dziury, zachowujące się podobnie jak elektrony w półprzewodniku typu n. Dla półprzewodnika typu p przewodność oblicza się na podstawie wzoru:

$$\sigma = e\, u_h\, n_h \qquad [1.16]$$

i podobnie jak poprzednio, w przypadku całkowitej jonizacji atomów akceptorowych, otrzymuje się:

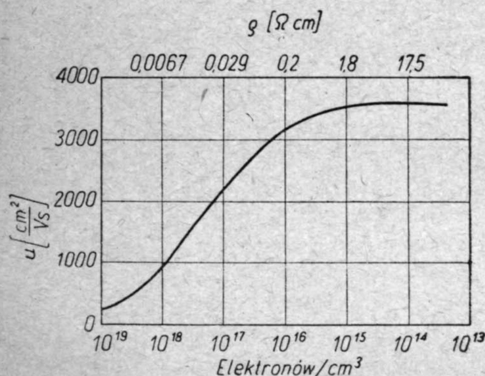
$$\sigma = e\, u_h\, N_a, \qquad [1.17]$$

gdzie N_a jest gęstością atomów akceptorowych (liczbą atomów akceptorowych w 1 cm^3 kryształu).

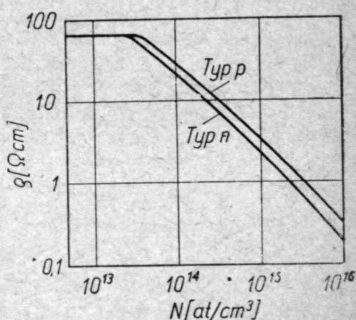
W półprzewodnikach spotykanych w praktyce występują równocześnie zanieczyszczenia donorowe i akceptorowe, a więc wypadkowa gęstość ładunku w takim półprzewodniku jest równa:

$$n = e\,(n_e - n_h) = e\,(N_d - N_a). \qquad [1.18]$$

Z wyrażenia tego wynika możliwość kompensacji domieszek i ich wpływu na oporność półprzewodnika. Ten fakt ma ogromne znaczenie technologiczne, gdyż pozwala z półprzewodnika typu n otrzymać półprzewodnik typu p przez dodanie odpowiedniej iloś-



Rys. 1.11. Zależność ruchliwości nośników od gęstości domieszek

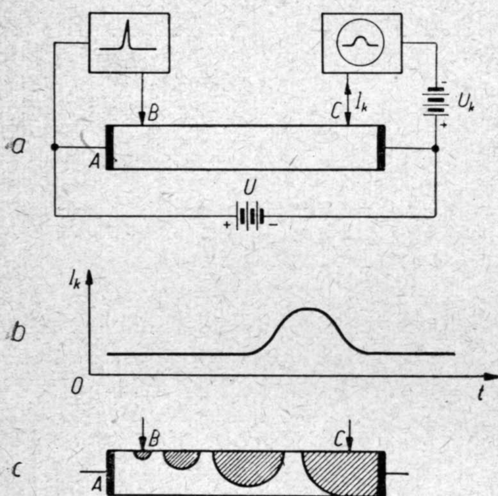


Rys. 1.12. Zależność oporności właściwej germanu typu p i n od gęstości domieszek

ci domieszki akceptorowej. Procesu tego nie wolno jednak posuwać zbyt daleko ze względu na rosnący wpływ pól donorów oraz akceptorów na ruchliwość nośników i oporność półprzewodnika, co ilustruje rysunek 1.11. Na rysunku 1.12 podano wykres zależności oporności właściwej germanu typu *p* i *n* od gęstości domieszek. Zależność ta umożliwia określenie gęstości nośników na podstawie pomiaru oporności właściwej germanu.

1.1.7. Znaczenie prądu nośników mniejszościowych

Podstawowe badania dotyczące efektu tranzystorowego doprowadziły do odkrycia procesu wprowadzania nośników mniejszościowych do germanu. Tak więc w przypadku spolaryzowanego odpowiednio styku ostrza metalowego z germanem typu *n* mamy wprowadzanie dziur, natomiast gdy półprzewodnik jest typu *p*, mamy wprowadzanie elektronów. Stwierdzono dalej, że wprowadzanie nośników mniejszościowych ma również miejsce w przypadku styku dwóch półprzewodników o różnym typie przewodności.



Rys. 1.13. Ruch wprowadzonych impulsowo nośników mniejszościowych w pałeczce germanu:

a — schemat układu pomiarowego; b — przebieg wartości prądu kolektora w funkcji czasu; c — obszary zajmowane przez nośniki w kolejnych odstępach czasu

Efekt wprowadzania nośników mniejszościowych do germanu ilustruje dokładnie następujące doświadczenie.

Cienka pałeczka (rys. 1.13a) wykonana z germanu typu *n*, przez którą płynie prąd elektronowy pod wpływem przyłożonego napięcia *U*, jest pobudzana między punktami *A* i *B* dodatnim impulsem o bardzo krótkim czasie trwania. Ostrze metalowe w punkcie *B* spełnia rolę tzw. e m i t e r a i służy do wprowadzania dziur w punkcie styku. Okazuje się, iż po pewnym czasie prąd płynący przez ostrze (zwane k o l e k t o r e m) ustawione w punkcie *C* wzrasta stopniowo i po osiągnięciu maksimum zanika również stopniowo (rys. 1.13b). Szerokość impulsu prądu w obwodzie ko-

lektora, jego opóźnienie (w stosunku do impulsu wprowadzającego dziury w punkcie B) oraz amplituda zależą od odległości BC. Jest to wynikiem rozprzestrzeniania się dziur, wywołanego dyfuzją. Proces ten pokazano na rysunku 1.13c, gdzie na przekroju pałeczki germanowej pokazano obszar zajmowany przez dziury w kolejnych odstępach czasu po wyjściu z punktu B.

Jeśli wprowadzimy do półprzewodnika w pewnym punkcie określoną liczbę dziur n_h, stanowiących ładunek dodatni, wówczas ze względu na konieczność zachowania równowagi elektrycznej musi do tego punktu dopłynąć równy co do wielkości ładunek elektronów. Prowadzi to do zwiększenia przewodności w otoczeniu tego punktu zgodnie z zależnością:

$$\sigma = \sigma_0 \left[1 + \frac{n_h}{n_e}\left(1 + \frac{1}{b}\right)\right], \qquad [1.19]$$

gdzie

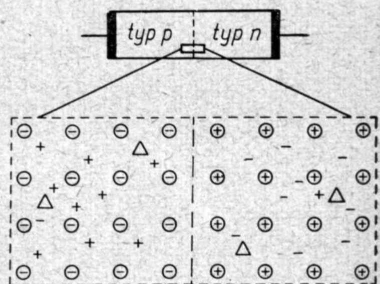
$$b = \frac{u_e}{u_h},$$

zaś σ_0 określa przewodność materiału w warunkach normalnych, wyrażoną wzorem [1.7].

1.2. PRZEJŚCIE p-n (DIODA WARSTWOWA)

Jeśli w próbce materiału półprzewodnikowego istnieją dwa obszary o różnych typach przewodności, wówczas na granicy tych obszarów powstaje przejście p-n. Przedstawiono je na rysunku 1. 14. w znacznym powiększeniu i uproszczeniu, gdyż w rzeczywistości przejście to ma charakter nieregularny.

W obszarze typu n mamy wolne elektrony, które neutralizują ładunek przestrzenny wytworzony przez znajdujące się tam atomy donorów. Odpowiednio w obszarze typu p występują wolne dziury, neutralizujące ładunek wywołany przez atomy akceptorów. Taki stan ustalony ma miejsce jedynie wówczas, gdy istnieje w krysztale pole elektryczne. Sposób powstawania tego pola można łatwo zrozumieć na podstawie analizy zjawisk, zachodzących w przejściu p-n.



Rys. 1.14. Schemat budowy przejścia p-n:
— — elektron; + — dziura; ⊖ — atom akceptora; ⊕ — atom donora; △ — centra generacji i rekombinacji nośników

W obu częściach próbki znajdują się — oprócz nośników większościowych — nośniki mniejszościowe wytworzone dzięki generacji cieplnej, przy czym jedne i drugie podlegają tym samym prawom dyfuzji.

Rozpatrzymy najpierw proces dyfuzji nośników większościowych. Nośniki te przechodzą z jednego obszaru do drugiego i rekombinują po czasie τ z nośnikami przeciwnego znaku, dzięki czemu utrzymuje się stan równowagi. Tak więc dziury przechodzą z obszaru typu p do obszaru typu n rekombinując tam z elektronami. W związku z tym z prawej części próbki w pobliżu przejścia p-n wystąpi nadmiar ładunków dodatnich, utworzonych przez dyfundujące dziury oraz dodatnie jony donorów, z lewej zaś nadmiar ładunków ujemnych utworzonych przez dyfundujące elektrony i ujemnie naładowane atomy akceptorów. W rezultacie, pomiędzy tymi różnoimiennie naładowanymi obszarami, wytworzy się statyczna różnica potencjałów (bariera potencjału), dająca pole elektryczne ograniczające dalszy przepływ nośników prądu. Sytuacja w przejściu p-n będzie więc taka, jak to ilustruje rysunek 1.15.

Bardziej dokładne rozważania wykazują, że przez barierę potencjału przenoszone są nośniki prądu w obydwu kierunkach, jednakże w warunkach równowagi cieplnej ilości nośników jednego znaku przenoszonych w obydwie strony są równe, tak że wypadkowy prąd płynący przez barierę jest równy zeru.

Jeżeli prąd wywołany dyfuzją nośników i płynący przeciwko barierze potencjału nazwiemy prądem przewodzenia I_p, zaś prąd tworzony przez nośniki generowane cieplne i płynący zgodnie z barierą nazwiemy prądem wstecznym I_w, to w warunkach równowagi cieplnej otrzymamy równość prądów:

$$|I_p| = |I_w|,$$

a więc prąd skuteczny będzie równy zeru.

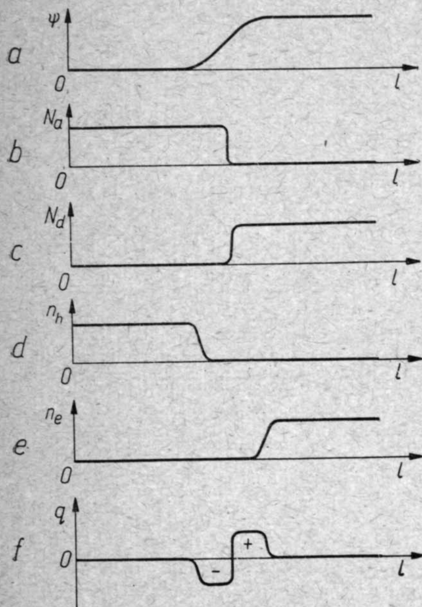
Dla lepszego zobrazowania powyższego zjawiska zamieszczono rysunek 1.16, na którym strzałkami oznaczono prądy wsteczne $I_{w(h)}$ i $I_{w(e)}$ oraz prądy przewodzenia $I_{p(h)}$ i $I_{p(e)}$, wytworzone przez dziury (*h*) i elektrony (*e*), w przypadku gdy gęstości domieszek w obu częściach próbki są jednakowe.

W ogólnym jednak przypadku, gdy gęstości domieszek w obu częściach próbki są różne, prądy elektronowe i dziurowe są różne.

Ponieważ zachowanie się prądów I_p i I_w dla dziur i elektronów jest podobne, wobec tego dla uproszczenia dalszych rozważań zajmiemy się jedynie prądami wywołanymi przez dziury. Prądy elektronowe zachowują się bowiem zupełnie podobnie, z tą tylko

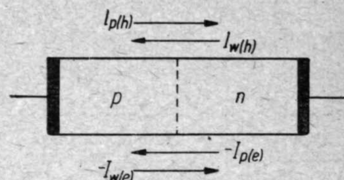
różnicą, że mają przeciwne kierunki, gdyż wchodzi tu w grę ujemny znak ładunku nośników.

Dziury znajdujące się w obszarze typu *p*, będące wolnymi nośnikami ładunku, podlegają prawu dyfuzji. Te spośród nich, których energia kinetyczna jest dostatecznie duża, pokonają barierę potencjału i przejdą do obszaru typu *n* (rys. 1.17), gdzie będą kon-

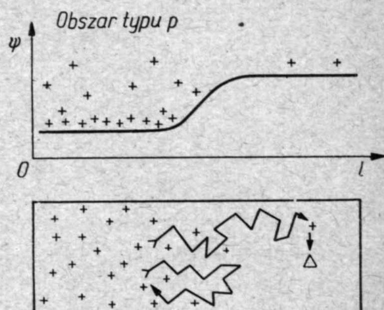


Rys. 1.15. Przejście *p-n*

a — bariera potencjału; b i c — rozkład gęstości atomów domieszek; d i e — rozkład gęstości nośników prądu; f — rozkład ładunku wywołany warstwą dipolową donorów i akceptorów



Rys. 1.16. Prądy nośników w niespolaryzowanym przejściu *p-n* w przypadku równowagi cieplnej



Rys. 1.17. Ruch dziur przechodzących wskutek dyfuzji z obszaru typu *p* do obszaru typu *n* (△ — centrum rekombinacji)

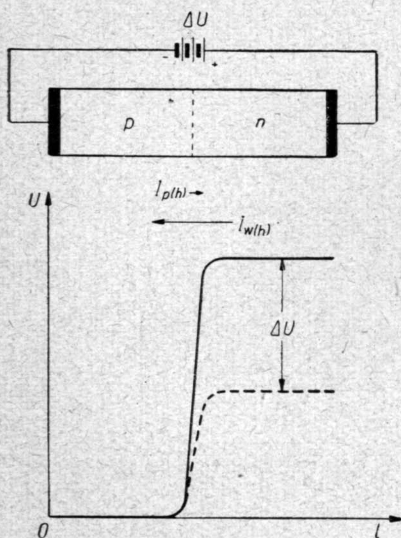
tynuować swój ruch. Ruch ten będzie w dalszym ciągu bezładny i w związku z tym część dziur wróci z powrotem do obszaru typu *p*, z którego przyszły, pozostałe zaś przedyfundują głębiej do obszaru typu *n*. Zachowanie się pierwszej części dziur nie jest ciekawe, gdyż po powrocie wejdą one w skład nośników większościowych w swoim obszarze i jako takie będą nierozróżnialne, natomiast druga część dziur, stanowiąca nośniki mniejszościowe, wprowadzona do obszaru typu *n* odpowiedzialna będzie za wielkość prądu $I_{p(h)}$. Dziury wprowadzone dzięki dyfuzji do obszaru

typu n będą się tam poruszać w ciągu czasu τ, po czym zrekombinują z elektronami. Stąd więc wynika, że przeciętna głębokość, na którą dziury będą wnikać do obszaru typu n, będzie proporcjonalna do czasu życia nośników τ zgodnie z zależnością:

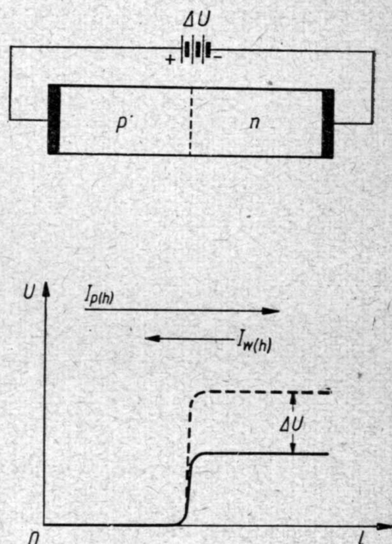
$$L = \sqrt{D\tau}, \qquad [1.20]$$

gdzie: L — średnia droga dyfuzji nośników;
D — stała dyfuzji dla dziur (tabl. 1.1);
τ — czas życia dziur wprowadzonych do obszaru typu n.

Równocześnie w obszarze typu n ma miejsce ciągła generacja cieplna par dziura-elektron. Dziury generowane w tym obszarze przechodzą łatwo do obszaru typu p, o ile znajdują się w pobliżu bariery potencjału, która wytwarza pole sprzyjające ich ruchowi do obszaru typu p. Przepływ tych dziur przez przejście p-n odpowiada prądowi $I_{w(h)}$



Rys. 1.18. Przejście p-n spolaryzowane w kierunku zaporowym



Rys. 1.19. Przejście p-n spolaryzowane w kierunku przewodzenia

Jak już wspomnieliśmy, w przypadku równowagi cieplnej prądy dziurowe $I_{p(h)}$ i $I_{w(h)}$ są równe co do wielkości, a ponieważ płyną w kierunkach przeciwnych, więc efektywny prąd płynący przez przejście p-n jest równy zeru.

Gdy do przejścia p-n przyłożymy napięcie zewnętrzne, to układ wewnątrz próbki półprzewodnika zmieni się zasadniczo.

Jeśli kierunek przyłożonego napięcia zewnętrznego jest zgodny z biegunowością bariery potencjału i powiększa ją, wówczas mamy do czynienia z sytuacją przedstawioną poglądowo na rysunku 1.18. Wzrost bariery potencjału powoduje zanikanie prądu dziurowego $I_{p(h)}$. Ponieważ prąd dziur generowanych cieplnie $I_{w(h)}$ nie zmienia się, gdyż nie ulega zmianie temperatura otoczenia i oświetlenie, wobec tego otrzymamy w efekcie końcowym pewnego rodzaju stan nasycenia, o wartości równej prądowi $I_{w(h)}$.

Przyłożenie napięcia zewnętrznego skierowanego przeciwko barierze potencjału, wytworzonej w obszarze przejścia *p-n*, zmienia radykalnie sytuację, czego ilustracją jest rysunek 1.19. W dalszym ciągu prąd dziur generowanych cieplnie $I_{w(h)}$ pozostaje niezmieniony, lecz wskutek obniżenia się bariery potencjału prawdopodobieństwo przejścia przez nią nośników staje się coraz większe, a zatem prąd przewodzenia $I_{p(h)}$ gwałtownie rośnie.

Podobne rozważania można przeprowadzić dla prądów elektronowych $I_{p(e)}$ i $I_{w(e)}$, płynących poprzez przejście *p-n*. Przyłożone napięcie, obniżające barierę potencjału dla dziur, zmniejsza ją również i dla elektronów, a więc przepływowi dużego prądu dziurowego będzie odpowiadać przepływ dużego prądu elektronowego.

W przypadku polaryzacji zaporowej, gdy bariera zostaje zwiększona, będzie płynął prąd wsteczny, składający się z nośników mniejszościowych, generowanych w obydwu obszarach próbki, a więc:

$$I_w = I_{w(e)} + I_{w(h)} . \qquad [1.21]$$

W przypadku równowagi prądy płynące przez niespolaryzowane przejście *p-n* są sobie równe co do wartości, a więc:

$$I_w = I_{p0} .$$

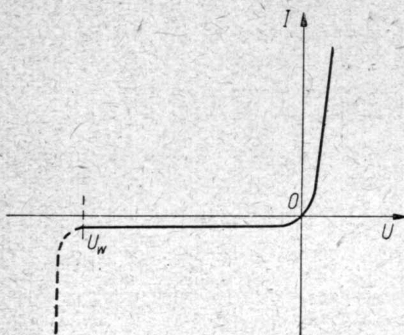
Jeżeli do złącza germanowego doprowadzimy napięcie zewnętrzne U, wówczas prąd płynący w kierunku przewodzenia będzie się zwiększał lub malał zgodnie z zależnością:

$$I_p = I_{p0} e^{\frac{e}{kT} U} = I_w e^{\frac{e}{kT} U} . \qquad [1.22]$$

Ponieważ zaś w złączu stale płynie prąd wsteczny I_w, wobec tego całkowity prąd płynący przez przejście *p-n* jest różnicą prądu przewodzenia oraz prądu wstecznego i określa się go wzorem:

$$I = I_p - I_w = I_w e^{\frac{e}{kT} U} - I_w = I_w (e^{\frac{e}{kT} U} - 1) . \qquad [1.23]$$

Wzór powyższy odpowiada charakterystyce prądowo-napięciowej przejścia *p-n* podanej na rysnuku 1.20. Nie dotyczy on jednakże części charakterystyki narysowanej linią przerywaną, która odpowiada gwałtownemu wzrostowi prądu płynącego w kierunku zaporowym. Jest to tzw. p r ą d Z e n e r a; powstaje on na skutek rozrywania wiązań walencyjnych przez silne pole elektryczne pochodzące od przyłożonego w kierunku zaporowym napięcia zewnętrznego. Napięcie, przy którym zachodzi zjawisko Zenera, określamy jako maksymalne napięcie wsteczne i oznaczamy je symbolem U_w.

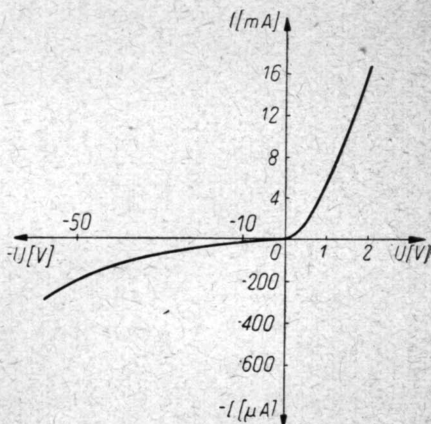


Rys. 1.20. Charakterystyka diody warstwowej

1.3. WŁASNOŚCI STYKU METAL-PÓŁPRZEWODNIK

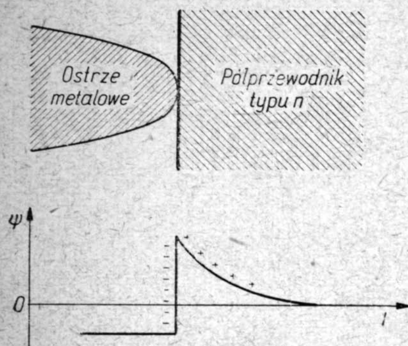
Jak już wspomnieliśmy, styk metalowego ostrza z półprzewodnikiem ma zdolność wprowadzania do półprzewodnika nośników mniejszościowych, ale nie jest to jego jedyna charakterystyczna właściwość. Wiadomo jest bowiem, że styk metalu z półprzewodnikiem wykazuje nieliniową zależność oporności od przyłożonego napięcia. Oczywistym tego dowodem może być charakterystyka prądowo-napięciowa styku ostrza wolframowego z germanem typu *n* podana na rysunku 1.21. Jak wynika z jej przebiegu, styk metal-półprzewodnik ma również własności prostownicze.

Działanie prostownicze styku metal-półprzewodnik tłumaczy się rozwarstwieniem ładunków w półprzewodniku w pobliżu jego styku z wolframem. Jest to spowodowane tym, że powierzchnia półprzewodnika na skutek nieciągłości struktury krystalicznej ma zdolność wyłapywania i przetrzymywania elek-

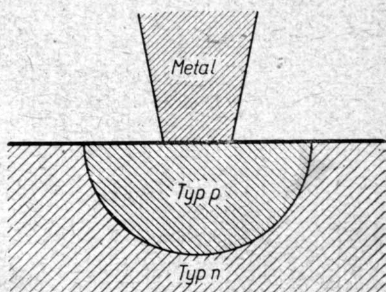


Rys. 1.21. Charakterystyka statyczna ostrzowej diody germanowej

tronów. Tworzy się w ten sposób w półprzewodniku ujemnie naładowana warstwa powierzchniowa, a warstwa sąsiadująca z nią tracąc swoje elektrony wykazuje przewagę ładunku dodatniego (dzięki istniejącym tam jonom donorów) i zachowuje się jak obszar typu *p*. W wyniku tego tworzy się w półprzewodniku przebieg potencjału przedstawiony na rysunku 1.22. Powstała w ten sposób



Rys. 1.22. Schemat tworzenia się bariery potencjału w układzie stykowym metal-półprzewodnik



Rys. 1.23. Tworzenie się przejścia *p-n* w przypadku formowanego styku metalowego ostrza z germanem

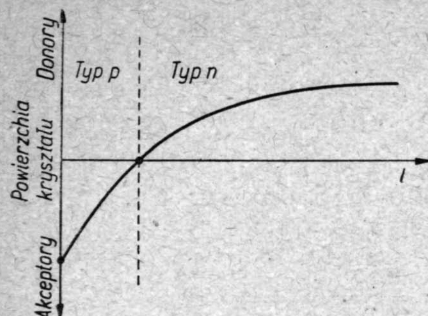
bariera potencjału może być zwiększana lub zmniejszana przez przyłożenie napięcia zewnętrznego, co wywołuje zjawisko prostowania prądu w styku metal-półprzewodnik.

Działanie prostownicze styku metal-półprzewodnik jest łatwiejsze do zrozumienia w przypadku tzw. s t y k ó w f o r m o w a n y c h.

Proces formowania polega na przepuszczeniu przez styk impulsu prądu o odpowiednim kształcie, powodującego lokalne nagrzanie się styku i dyfuzję domieszek styku metalowego do półprzewodnika. W ten sposób wokoło styku, wykonanego z odpowiedniego metalu, otrzymujemy obszar germanu przeciwnego typu przewodnictwa, tworzący z pozostałą częścią germanu przejście *p-n* (rys. 1.23). Istniejący w tym przypadku rozkład koncentracji atomów domieszek donorów i akceptorów ilustruje rysunek 1.24. Wytworzenie przejścia *p-n* osiąga się pod warunkiem wprowadzenia odpowiedniego rodzaju domieszek.

Przejście *p-n*, powstałe wskutek formowania elektrycznego styku metal-półprzewodnik, zachowuje się podobnie, jak opisano to w punkcie 1.2. Ponieważ jednak mamy tu do czynienia z dużą

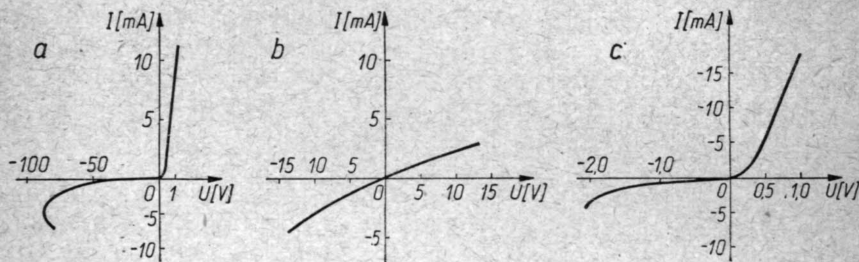
niejednorodnością bariery *p-n* i pola w okolicy styku, z dużymi gęstościami prądu oraz z opornością przejścia między półprzewodnikiem a stykiem metalowym, istnieją więc pewne odstępstwa charakterystyki tego rodzaju przejścia *p-n* od charakterystyki przejścia *p-n* określonej wzorem [1.23].



Rys. 1.24. Zmiany gęstości domieszek, zależnie od odległości od powierzchni, w okolicy formowanego styku germanu z metalem

Charakterystyka germanowej diody ostrzowej ma przebieg wykładniczy zaledwie do napięcia około 0,5 V, dalej mamy przebieg zbliżony do liniowego. W kierunku zaporowym powyżej maksymalnego napięcia wstecznego występuje niekiedy obszar oporności ujemnej.

Dla porównania podano na rysunku 1.25 wykresy charakterystyk prostowników ostrzowych wykonanych na germanie typu *n* i typu *p* (wykres *a* i *b*) oraz na krzemie typu *p* (wykres *c*).



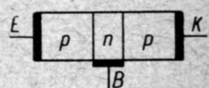
Rys. 1.25. Charakterystyki prostowników ostrzowych:
a — german typu *n*; b — german typu *p*; c — krzem typu *p*

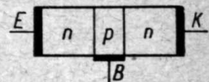
Praktyczne zastosowanie, jak widać z wykresów, znajdują jedynie prostowniki ostrzowe wykonane na germanie typu *n* lub na krzemie typu *p*.

1.4. ZASADA DZIAŁANIA TRANZYSTORA WARSTWOWEGO

Własności elektryczne przejścia *p-n* sugerują możność budowy przyrządu półprzewodnikowego, pozwalającego uzyskać wzmocnienie mocy. Ponieważ prąd wsteczny jest niezależny od wartości napięcia na barierze, powstaje możliwość uzyskania wzmocnienia

energetycznego poprzez zewnętrzne oddziaływanie na wartość prądu wstecznego I_w. Ze sposobu tworzenia się prądu wstecznego wynika, że na jego wartość można wpływać np. przez cieplne lub świetlne pobudzanie atomów półprzewodnika albo też za pomocą dodatkowego źródła nośników mniejszościowych dostarczanych do jednego obszaru przejścia. Można to uzyskać wykonując dodatkowe przejście *p-n* z lewej lub z prawej strony próbki, przedstawionej na przykład na rysunku 1.16. Na tej zasadzie wykonuje się przyrządy półprzewodnikowe zwane t r a n z y s t o r a m i w a r s t w o w y m i, wśród których rozróżniamy dwa typy: t r a n z y s t o r *p-n-p* oraz t r a n z y s t o r *n-p-n*. Schematy tych tranzystorów są pokazane na rysunku 1.26. Wprowadzono tu ogólnie przyjęte oznaczenia elektrod — emitera *E*, bazy *B* i kolektora *K*.

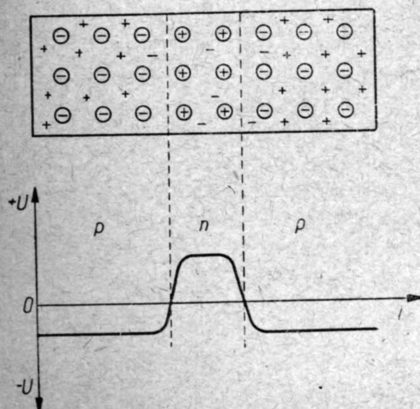




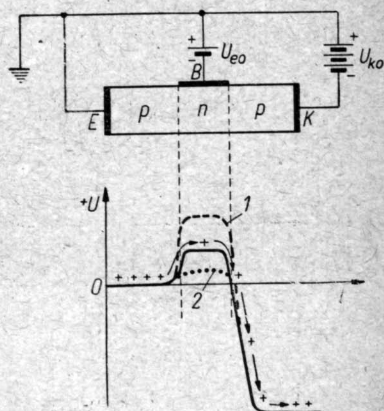
Rys. 1.26. Zasada konstrukcji tranzystorów warstwowych *p-n-p* i *n-p-n*

Mechanizm działania obydwu typów wymienionych tranzystorów jest podobny z tą tylko różnicą, że nośnikami mniejszościowymi wprowadzanymi do obszaru bazy w przypadku tranzystora *p-n-p* są dziury, zaś w przypadku tranzystora *n-p-n* — elektrony.

Rozważmy mechanizm działania tranzystora *p-n-p*. W przypadku równowagi cieplnej poten-



Rys. 1.27. Rozkład potencjałów w niespolaryzowanym tranzystorze *p-n-p*



Rys. 1.28. Rozkład potencjałów w przypadku prawidłowo spolaryzowanego tranzystora *p-n-p*:

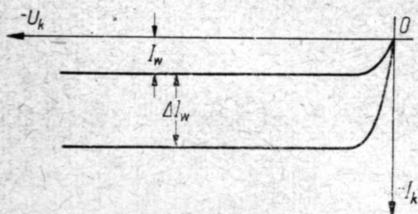
1 — zwiększenie potencjału bazy; 2 — zmniejszenie potencjału bazy

cjały powstałe na barierach w obu przejściach tranzystora są różne (rys. 1.27), co wynika z rozważań podanych w punkcie 1.2.

Gdy tranzystor *p-n-p* spolaryzujemy tak, jak to pokazano na rysunku 1.28, wówczas układ potencjałów w jego warstwach zmieni się. Przejście *p-n* emiter-baza spolaryzowane w kierunku przewodzenia staje się źródłem prądu dziurowego (mniejszościowego ze względu na obszar bazy) płynącego z obszaru *p* do obszaru *n*.

Jeżeli grubość bazy jest mała (dużo mniejsza od średniej długości drogi dyfuzji dziur), to większość dziur wprowadzonych z emitera do bazy przedyfunduje do przejścia *n-p* baza-kolektor, spolaryzowanego w kierunku zaporowym, wywołując dodatkowy prąd w obwodzie kolektora. Warunek, aby grubość bazy była mała, jest bardzo istotny, gdyż zmniejsza to prawdopodobieństwo rekombinacji dyfundujących przez nią dziur. Prawdopodobieństwo rekombinacji jest proporcjonalne do kwadratu stosunku $\frac{W_b}{L_b}$, gdzie W_b jest grubością bazy, zaś L_b jest drogą dyfuzji nośników mniejszościowych w obszarze bazy.

W przypadku gdy warstwa bazy jest dostatecznie cienka, prawie cały prąd dziurowy emitera wpływa do kolektora powiększając prąd wsteczny I_w przejścia baza-kolektor, generowany cieplnie w jego obszarze. Ponieważ przejście *n-p* baza-kolektor jest spolaryzowane zaporowo, więc prąd ten jest niezależny od wartości przyłożonego napięcia, a charakterystyka prądu I_w (rys. 1.29) ulega przesunięciu o wartość dostarczonego przez emiter prądu ΔI_e pomnożoną przez pewien współczynnik.



Rys. 1.29. Charakterystyka $I_k=f(U_k)$ tranzystora warstwowego

Zmniejszając potencjał bazy (rys. 1.28, linia kropkowana) powodujemy zwiększenie prądu dziurowego płynącego z emitera do kolektora, gdyż bariera zmniejsza się. Natomiast przy zwiększeniu potencjału bazy (rys. 1.28, linia przerywana) ilość dyfundujących do kolektora dziur zmniejsza się ze względu na wzrost bariery.

Tak więc zmieniając potencjał bazy, a więc zmieniając prąd emitera, możemy uzyskiwać zmiany prądu płynącego w obwodzie kolektora. Gdyby nie było rekombinacji pewnej ilości dziur w obszarze bazy, wówczas zmiany prądu kolektora byłyby równe

zmianom prądu emitera. Tak jednak nie jest i przyrost prądu kolektora wskutek zmian prądu emitera wynosi:

$$| \Delta I_k | = \alpha | \Delta I_e |, \qquad [1.24]$$

gdzie współczynnik proporcjonalności α nazwano zwarciowym współczynnikiem wmocnienia prądowego.

Maksymalna wartość, jaką może osiągnąć współczynnik α w tranzystorze warstwowym, wynosi jedność. Może to stać się jedynie wówczas, gdy całkowity prąd emitera jest prądem nośników mniejszościowych, przedyfundowujących do obszaru przejścia *p-n* w kolektorze bez rekombinacji w obszarze bazy.

Współczynnik α określa się iloczynem

$$\alpha = \alpha^* \beta \gamma \qquad [1.25]$$

uwzględniającym procesy, którym podlegają nośniki w czasie swego ruchu od emitera do kolektora.

Współczynnik wprowadzania nośników γ określa tę część prądu emitera, który w obszarze bazy jest prądem nośników mniejszościowych.

Ponieważ współczynnik γ określa się zależnością:

$$\gamma = 1 - \frac{\sigma_b}{\sigma_e} \frac{W_b}{L_b}, \qquad [1.26]$$

więc spełnienie warunku $\gamma \approx 1$ wymaga, aby stosunek przewodności materiału bazy σ_b i materiału emitera σ_e był jak najmniejszy.

Współczynnik β uwzględnia stratę nośników wskutek ich rekombinacji w obszarze bazy. Wartość tego współczynnika określa wzór:

$$\beta = 1 - \frac{W_b^2}{2L_b^2}. \qquad [1.27]$$

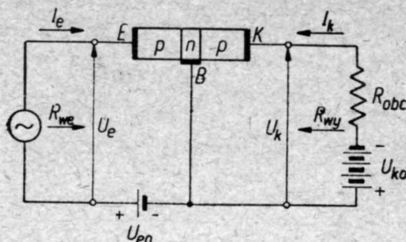
a ponieważ $W_b \ll L_b$, wobec tego współczynnik β jest w przybliżeniu równy jedności.

Współczynnik α^* określa sposób, w jaki zostają zebrane nośniki mniejszościowe docierające do bariery baza-kolektor. Współczynnik ten jest równy jedności, jednakże w pewnych przypadkach może przekroczyć tę wartość, o czym będzie mowa dalej.

W ostatecznym wyniku tranzystory warstwowe mają współczynnik α nieco mniejszy od jedności, przy czym dla dobrze wykonanych tranzystorów waha się on w granicach od 0,90 do 0,99.

Tranzystor warstwowy pozwala na uzyskanie bardzo dużego wzmocnienia mocy. Zbadajmy więc, jaki jest stosunek mocy uzy-

skiwanej na wyjściu tranzystora do mocy dostarczanej na jego wejściu w przypadku pracy tego tranzystora w układzie przedstawionym na rysunku 1.30.



Rys. 1.30. Schemat połączeń tranzystora warstwowego pracującego jako wzmacniacz

Jeśli moc dostarczona na wejście tranzystora wynosi:

$$P_{we} = \Delta I_e^2 R_{we},$$

zaś moc uzyskiwana na jego wyjściu jest równa:

$$P_{wy} = \Delta I_k^2 R_{obc}$$

oraz jeśli

$$R_{obc} = R_{wy},$$

to wzmocnienie mocy k_p wyniesie:

$$k_p = \frac{P_{wy}}{P_{we}} = \frac{\Delta I_k^2 R_{wy}}{\Delta I_e^2 R_{we}} = \left(\frac{\Delta I_k}{\Delta I_e}\right)^2 \frac{R_{wy}}{R_{we}}, \qquad [1.28]$$

skąd, wprowadzając symbol współczynnika wzmocnienia prądowego α z równania [1.24], otrzymamy ostatecznie:

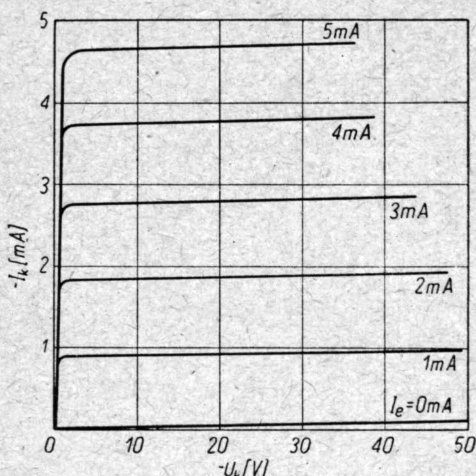
$$k_p = \alpha^2 \frac{R_{wy}}{R_{we}}. \qquad [1.29]$$

W przypadku tranzystorów warstwowych współczynnik α jest bliski jedności, a więc i jego kwadrat jest też bliski jedności, zatem o maksymalnej wartości wzmocnienia mocy decyduje stosunek oporności $\frac{R_{wy}}{R_{we}}$.

Oporność wejściowa tranzystora warstwowego, którego przejście emiter-baza spolaryzowane jest w kierunku przewodzenia, jest mała i wynosi od kilkudziesięciu do kilkuset omów.

Oporność wyjściowa jest natomiast duża, ponieważ przejście kolektor-baza spolaryzowane ujemnie ma dużą oporność (patrz nachylenie charakterystyki na rys. 1.29). Przeciętnie spotykane wartości oporności wyjściowych w tranzystorach warstwowych wynoszą od kilkuset kiloomów do kilku megaomów.

Biorąc pod uwagę powyższe wartości otrzymuje się z zależności [1.29] wzmocnienie wynoszące nawet 50 dB. Statyczne charakterystyki wyściowe tranzystora warstwowego dla różnych wartości prądu emitera mają przebieg podany na rysunku 1.31.



Rys. 1.31. Statyczne charakterystyki wyjściowe tranzystora warstwowego

Wspomniany przez nas na wstępie tranzystor *n-p-n* pracuje podobnie jak opisany wyżej tranzystor *p-n-p*. Aby spełnione były warunki właściwej polaryzacji elektrod tego typu tranzystora, biegunowość baterii musi być przeciwna biegunowości stosowanej w przypadku tranzystora *p-n-p*.

W zagadnieniach układowych rozpatruje się tranzystor jako czwórnik czynny, którego najprostszy układ zastępczy (słuszny przy częstotliwościach małych) przedstawiono na rysunku 1.32c. Układ zastępczy tranzystora wynika bezpośrednio z jego budowy i sposobu działania.

Poszczególne obszary tranzystora warstwowego tworzą ze sobą przejścia *p-n* (rys. 1.32a), które są niczym innym jak diodami warstwowymi (rys. 1.32b) i zależnie od sposobu polaryzacji posiadają różne oporności.

Niewielka oporność dodatnio spolaryzowanego przejścia p-n emiter-baza (w przypadku użycia tranzystora jako wzmacniacza) odpowiada oporności r_e układu zastępczego (rys. 1.32c), duża zaś oporność ujemnie spolaryzowanego przejścia kolektor-baza odpowiada oporności r_k tegoż układu.

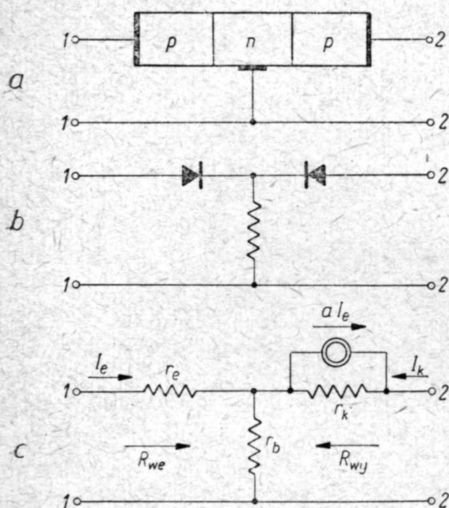
Oporność $r_e = \frac{\partial U_e}{\partial I_e}$ przy I_k = const oraz oporność $r_k = \frac{\partial U_k}{\partial I_k}$ przy I_k = const nie uwzględniają oporności bazy, gdyż odnoszą się one jedynie do tych obszarów, w których płynie tylko prąd emitera lub kolektora. Natomiast oporność bazy $r_b = \frac{\partial U_e}{\partial I_k}$ przy I_k = const jest tą opornością, która wynika z wzajemnego oddziaływania prądów kolektora oraz emitera i odnosi się tylko do obszaru skojarzonego z tymi dwoma prądami. A więc w rezultacie:

$$R_{we} = r_e + r_b \quad [1.30]$$

przy otwartym obwodzie wyjściowym, zaś

$$R_{wy} = r_k + r_b \quad [1.31]$$

przy otwartym obwodzie wejściowym tranzystora.



Rys. 1.32. Układ zastępczy tranzystora warstwowego na małych częstotliwościach: a, b i c — kolejne przedstawienie układu zastępczego

Oporność bazy r_b jest również zależna od kształtu geometrycznego obszaru bazy oraz od oporności właściwej materiału.

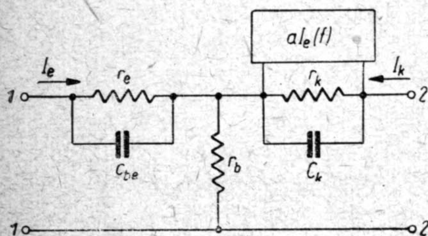
W układzie zastępczym trazystora wprowadzono również symbol generatora prądowego aI_e, działającego w obwodzie kolektora i reprezentującego działanie nośników wytwarzanych przez emiter oraz dyfundujących przez bazę do kolektora.

Jak już zaznaczono, opisany układ zastępczy tranzystora jest słuszny w przypadku małych częstotliwości. Przy częstotliwościach większych układ ten komplikuje się, należy bowiem uwzględniać wpływ pojemności C_k przejścia baza-kolektor, która bocznikuje oporność r_k i zależy od konstrukcji tranzystora (rys. 1.33). Prócz tego występuje tu pojemność C_{be} między bazą

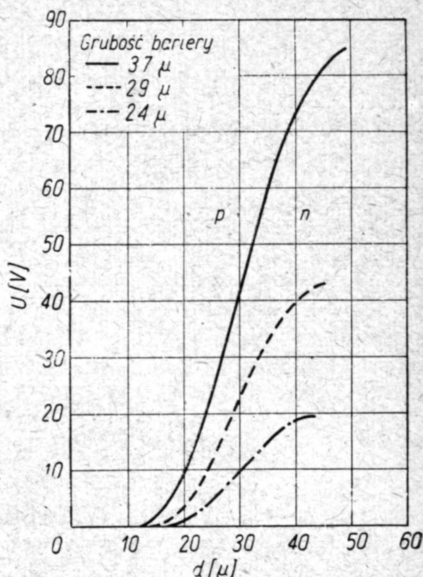
i emiterem, która jest wywołana zmianą ładunku w obszarze bazy w czasie zmian przyłożonego sygnału. Ponadto na dużych częstotliwościach wartość współczynnika α zależy od częstotliwości sygnału f.

Mechanizm tworzenia się pojemności w przejściu *p-n* jest następujący.

Rozwarstwienie się ładunków w obydwu obszarach przejścia *p-n* (rys. 1.15f) jest wynikiem ubytku nośników w tych obszarach (rys. 1.15d, e) wywołanego ich dyfuzją i utrzymuje się na skutek istnienia bariery potencjału. W ten sposób obszary te, posiadając niewielką gęstość



Rys. 1.33. Układ zastępczy tranzystora warstwowego na wielkich częstotliwościach



Rys. 1.34. Zależność grubości bariery *p-n* od przyłożonego napięcia zewnętrznego

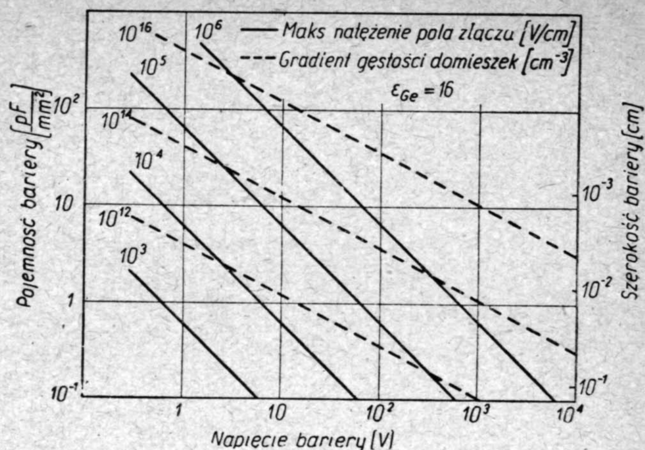
nośników, zachowują się jak izolator (patrz punkt 1.1.2), który oddziela obszar typu *p* o dużej gęstości dziur od obszaru typu *n* o dużej gęstości elektronów. Tworzy się więc pewnego rodzaju kondensator o pojemności:

$$C = \frac{\varepsilon S}{4 \pi d}, \qquad [1.32]$$

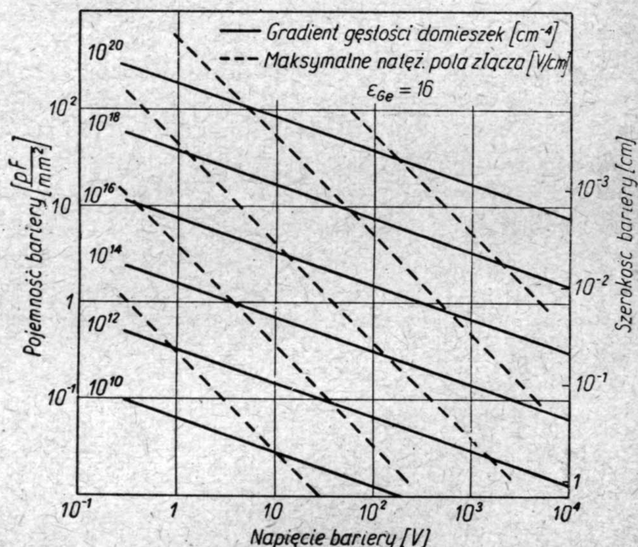
gdzie: ε — stała dielektryczna ($\varepsilon \approx 16$);
S — powierzchnia przejścia;
d — grubość przejścia.

Jak się okazuje, pojemność ta nie jest wartością stałą, gdyż grubość przejścia d zależy od przyłożonego do niego napięcia (rys. 1.34). Równocześnie grubość d zależy od gradientu gęstości

domieszek oraz od technologii złącza i dla spotykanych w praktyce wartości napięć oraz koncentracji domieszek wynosi od kilku



Rys. 1.35. Zależność między pojemnością, grubością bariery, gęstością domieszek i napięciem bariery dla złączy stopowych

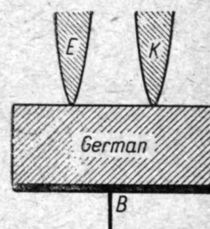


Rys. 1.36. Zależność między pojemnością, grubością bariery, gęstością domieszek i napięciem bariery dla złączy wyciąganych

10^{-3} cm do 10^{-4} cm. Tak więc pojemność C przejścia wzrasta odwrotnie proporcjonalnie do $\sqrt{U}$ w przypadku przejść o raptownej zmianie gęstości domieszek (np. przejścia stopowe) i odwrotnie proporcjonalnie do $\sqrt[3]{U}$ w przypadku przejść o stopniowej zmianie gęstości domieszek (np. przejścia hodowane). Zależności te w postaci nomogramów podano na rysunku 1.35 i 1.36.

1.5. ZASADA DZIAŁANIA TRANZYSTORA OSTRZOWEGO

Tranzystor ostrzowy składa się z płytki germanowej oraz dwóch elektrod stykowych, emitera E i kolektora K, ustawionych blisko siebie na jej powierzchni (rys. 1.37). Płytka germanowa przylutowana jest przeciwległą stroną do metalowego odprowadzenia i tworzy trzecią elektrodę — bazę B. Całość umieszczona jest w odpowiednio skonstruowanej oprawce, która zapewnia tranzystorowi trwałość mechaniczną i chroni go przed szkodliwym wpływem pary wodnej.



Rys. 1.37. Zasada konstrukcji tranzystora ostrzowego

Podobnie jak w przypadku tranzystorów warstwowych rozróżniamy dwa rodzaje tranzystorów ostrzowych: tranzystory typu *n* (zbudowane na germanie typu *n*) oraz tranzystory typu *p* (zbudowane na germanie typu *p*). Zasada działania tranzystorów obydwu rodzajów jest podobna, rozważymy więc działanie tranzystora ostrzowego typu *n*, gdyż jest on częściej stosowany.

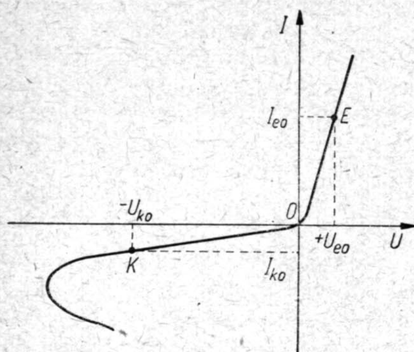
Styki ostrzy emitera i kolektora tworzą z germanem typu *n* diody o charakterystyce nieliniowej $I = f(U)$ (rys. 1.38) w wyniku powstawania w punktach styku warstw *p-n* (patrz punkt 1.3).

Emiter, wskutek polaryzacji w kierunku przewodzenia, ma małą oporność r_e (dla prądu zmiennego), wynoszącą około 200 Ω (punkt E na rys. 1.38). Kolektor zaś wskutek polaryzacji w kierunku zaporowym wykazuje dużą oporność r_k (punkt K na rys. 1.38), wynoszącą od kilkunastu do kilkudziesięciu kiloomów, zależnie od oporności właściwej germanu oraz nacisku sprężynki ostrza i procesu formowania.

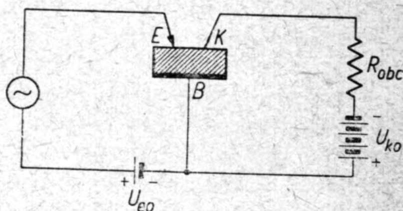
Ze względu na częściowo wspólną drogę prądów I_e oraz I_k w płytce germanowej występuje oddziaływanie prądu kolektora na prąd emitera, które jest określone opornością bazy r_b. Oporność

ta jest opornością sprzężenia zwrotnego w tranzystorze i w dużym stopniu wpływa na wartość oporności wejściowej.

Rozważania powyższe prowadzą ostatecznie do układu zastępczego tranzystora, podobnego do układu przedstawionego na rysunku 1.32c i różniącego się od niego jedynie wartościami poszczególnych elementów.



Rys. 1.38. Punkty polaryzacji na charakterystyce diodowej emitera E i kolektora K w przypadku tranzystora ostrzowego wykonanego na germanie typu n



Rys. 1.39. Schemat połączeń tranzystora ostrzowego pracującego jako wzmacniacz

Biorąc pod uwagę ten układ zastępczy stwierdzamy, że o ile wartości r_e i r_b w przypadku tranzystorów ostrzowych i warstwowych niewiele odbiegają od siebie, o tyle znaczne różnice obserwuje się w przypadku oporności r_k oraz współczynnika wzmocnienia prądowego α.

Oporność r_k tranzystora warstwowego jest kilkadziesiąt razy większa od oporności tranzystora ostrzowego. Przyczyną tego jest różnica nachyleń charakterystyk prądu wstecznego I_w (porównaj charakterystykę diody warstwowej na rysunku 1.20 z charakterystyką diody ostrzowej na rysunku 1.21). Jeśli chodzi o wartość współczynnika wzmocnienia prądowego α, to jest ona o wiele większa w przypadku tranzystora ostrzowego i wynosi przeciętnie $2 \div 3$. Współczynnik α określony wzorem [1.25] jest funkcją zarówno konstrukcji tranzystora, jak i jego parametrów elektrycznych. Wartość tego współczynnika można z grubsza określić poprzez analizę działania tranzystora.

Jak wiemy, styk metal-półprzewodnik ma zdolność wprowadzania do półprzewodnika nośników mniejszościowych. A więc jeśli spowodujemy przyrost prądu emitera wynoszący ΔI_e, wów-

czas do germanu wpłynie prąd nośników mniejszościowych równy $\gamma\ \Delta I_e$, gdzie γ, jak wiadomo, jest współczynnikiem wprowadzenia nośników mniejszościowych i w przypadku germanu typu n wynosi około 0,9 (przy $I_e < 3 \div 5$ mA). Jeśli tranzystor typu n spolaryzowany jest tak, jak to ilustruje rysunek 1.39, wtedy wprowadzone do germanu dziury będą przyciągane przez pole elektryczne kolektora. Jednak ze względu na zjawisko rekombinacji określające czas życia τ tych nośników oraz ze względu na czas ich przelotu t_p między emiterem i kolektorem, tylko część z nich dojdzie do obszaru bariery kolektora. Część ta może być obliczona z zależności:

$$\beta = \frac{1 - e^{\left(-j\omega t_p - \frac{t_p}{\tau}\right)}}{j\omega t_p + \frac{t_p}{\tau}}, \qquad [1.33]$$

gdzie ω jest pulsacją sygnału.

Zależność ta pozwala określić zachowanie się tranzystora przy różnych częstotliwościach. W przypadku małych częstotliwości wzór powyższy przybiera prostszą postać

$$\beta = \frac{\tau}{t_p}\left(1 - e^{-\frac{t_p}{\tau}}\right), \qquad [1.34]$$

a wyliczony stąd współczynnik β jest bliski 1, o ile odległość między emiterem a kolektorem jest dużo mniejsza niż droga dyfuzji nośników mniejszościowych w germanie.

Ostatecznie więc prąd dziur dopływających do kolektora wynosi $I_h = \beta\ \gamma\ \Delta I_e$. Ładunek odpowiadający temu prądowi pojawiając się w bezpośrednim sąsiedztwie kolektora wywołuje (ze względu na konieczność zachowania równowagi energetycznej) wzrost prądu wstecznego nośników większościowych płynących poprzez styk kolektora. Dalszą zmianę prądu kolektora wywołuje różnica ruchliwości obu rodzajów nośników. Zmiana prądu kolektora jest proporcjonalna do stosunku ruchliwości.

$$b = \frac{u_e}{u_h} \approx 2$$

i wpływa decydująco na wartość współczynnika α w tranzystorze ostrzowym.

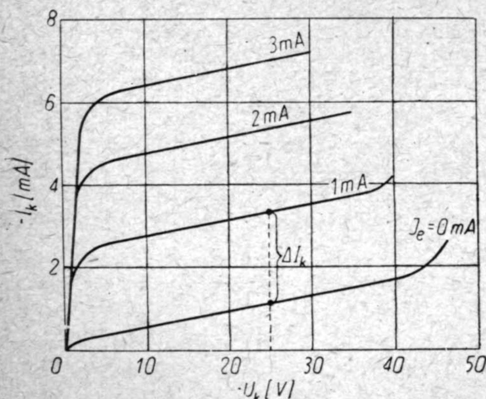
W rezultacie przyrost prądu kolektora można określić z wyrażenia:

$$\Delta I_k = a\Delta I_e = \beta\gamma\Delta I_e + b\,\beta\gamma\Delta I_e = (1 + b)\,\beta\gamma\Delta I_e = \alpha^*\beta\gamma\Delta I_e\,. \qquad [1.35]$$

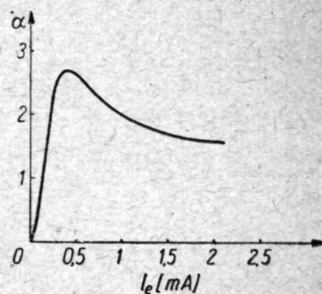
Analiza powyższego wyrażenia wykazuje, że w przypadku tranzystora ostrzowego wykonanego z germanu typu n maksymalna teoretyczna wartość współczynnika α wynosi:

$$\alpha \approx \left(1 + \frac{3900}{1900}\right) 1 \cdot 0{,}9 = 2{,}75 \, .$$

Jednakże w praktyce spotyka się tranzystory o dużo większych wartościach współczynnika α, o czym będzie mowa dalej. Większe wartości współczynnika α uzyskuje się w tranzystorach ostrzowych dzięki procesowi formowania styku kolektora. Formowanie to polega na przepuszczeniu przez styk kolektora w kierunku zaporowym impulsów prądu o dużej wartości i krótkim czasie trwania. Dzięki temu dookoła styku kolektora tworzy się obszar typu p, a więc przejście p-n w stosunku do reszty germanu, oraz cienka warstwa typu n przylegająca do ostrza kolektora (o ile metal, z którego wykonano ostrze kolektora, zawiera domieszki pierwiastków piątej grupy układu periodycznego). Utworzona w styku kolektora dodatkowa warstwa typu n stanowi emiter elektronów, które płynąc dodatkowo do bazy w takt zmian prądu dziurowego, pochodzącego od emitera właściwego, zwiększają dodatkowo przyrosty prądu kolektora, a tym samym powiększają współczynnik α. Ponadto formowanie styku kolektora powoduje tworzenie się w jego okolicy tzw. p u ł a p e k, które mają tę własność, że przetrzymują przez pewien okres czasu płynące do kolektora nośniki mniejszościowe, a tym samym zmniejszają ich efektywną ruchliwość.



Rys. 1.40. Statyczne charakterystyki wyjściowe tranzystora ostrzowego



Rys. 1.41. Zależność współczynnika α od prądu emitera w tranzystorze ostrzowym

W ten sposób wzrasta współczynnik $b = \frac{u_e}{u_h}$, co powoduje z kolei wzrost współczynnika α.

Współczynnik α tranzystora ostrzowego można łatwo obliczyć na podstawie jego statycznych charakterystyk wyjściowych dla różnych wartości prądu emitera (rys. 1.40).

Wadą tranzystora ostrzowego jest to, że jego współczynnik α nie jest wartością stałą w funkcji prądu emitera I_e (rys. 1.41), tak jak to ma miejsce w przypadku tranzystora warstwowego.

LITERATURA

1. *J. Bardeen, W. H. Brattain:* The Transistor, A Semiconducting Triode. Physical Review, July 15, 1948.
2. *J. Bardeen, W. H. Brattain:* Physical Principles Involved in Transistor Action, BSTJ, t. 28, 1949.
3. *E. M. Conwell:* Properties of Silicon and Germanium. PIRE, nr 11, 1952.
4. *J. M. Early:* Design Theory of Junction Transistors. BSTJ, nr 6, 1953.
5. *H. Frank, V. Snejdar, V. Ilberg:* Hrotové transistory. Slaboproudý obzor, 16, 1955.
6. *H. Krömer:* Zur Theorie des Diffusions und des Drifttransistors. Archiv für elektrische Übertragung, nr 8, 1954.
7. *Z. Majewski:* Fizyczne podstawy elektroniki półprzewodników oraz prostowniki półprzewodnikowe. Rozprawy elektrotechniczne, t. I, zeszyt 2, 1955.
8. *E. Molloy:* Cristal Rectifiers and Transistors. 1954.
9. *N. F. Mott, R. W. Gurney:* Zjawiska elektronowe w kryształach jonowych. PWN, 1956.
10. *T. Reiner:* Über die Formierung von Germanium Oberflächen. Zeitschrift fur angew. Physik, vol. B. nr 5, 1953.
11. *W. Rosiński, J. Pułtorak:* Wpływ formowania na częstotliwość graniczną tranzystora punktowego, Arch. Elektrot., t. IV, zeszyt 2.
12. *W. Rosiński:* Tranzystory. Rozprawy elektrotechniczne, t. I, zeszyt 5, 1956.
13. *R. F. Shea:* Principles of Transistor Circuits. 1954.
14. *W. Shockley:* Transistor Elektronics: Imperfections, Unipolar and Analog Transistors. PIRE, nr 11, 1952.
15. *W. Shockley:* Tieoŕja elektronnych połuprowodnikow. Moskwa 1953.
16. *W. R. Sittner:* Current Multiplication in the Type A Transistor. PIRE, nr 9, 1952.
17. *E. L. Steele:* Theory of a for *p-n-p* Diffused-junction Transistors PIRE, nr 11, 1952.
18. *M. Strutt:* Transistoren, 1954.
19. *W. M. Ścisłowski:* Półprzewodniki. PWN, 1954.
20. *J. Taue:* Krystalove diody a triody. Praha 1952.
21. *W. M. Tuczkiewicz:* Połuprowodnikowyje metierjały. Moskwa 1954.
22. *L. B. Valdes:* Transistor Forming Effects in n-type Germanium. PIRE, nr 9, 1952.
23. Połuprowodnikowyje elektronnyje pribory. 1953.

Rozdział 2

UKŁADY ZASTĘPCZE I CHARAKTERYSTYKI TRANZYSTORÓW

2.1. UKŁADY ZASTĘPCZE TRANZYSTORA

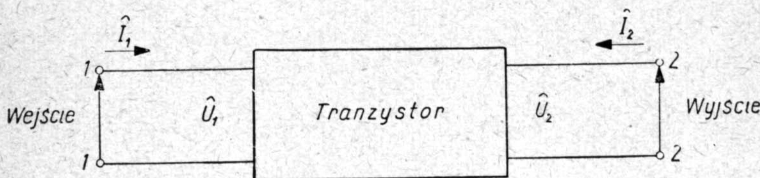
Rozpatrywanie układów tranzystorowych rzeczywistych bardzo ułatwiają odpowiednie układy zastępcze. Wybór układu zastępczego powinien być taki, żeby prądy i napięcia, które działają w układzie rzeczywistym, odpowiadały prądom i napięciom układu zastępczego. Przy tak zbudowanym układzie zastępczym takie charakterystyki układu rzeczywistego, jak wzmocnienie prądowe, napięciowe i mocy mogą być obliczane za pomocą ogólnych praw elektrotechniki bezpośrednio z układu zastępczego.

Układ zastępczy tranzystora, odpowiadający wszystkim procesom fizycznym, które w nim zachodzą, jest bardzo skomplikowany. Ten złożony układ daje się w najprostszym przypadku sprowadzić do czwórnika czynnego. Własności tranzystora są wówczas określone czterema wielkościami, zwanymi parametrami.

2.1.1. Parametry i równania czwórnika

Tranzystor jako czynny czwórnik elektryczny ma cztery zaciski: dwa wejściowe i dwa wyjściowe (rys. 2.1), przy czym jeden zacisk jest wspólny dla wyjścia i wejścia. Prądy i napięcia na zaciskach czwórnika są wzajemnie powiązane i charakteryzują jego własności. Teoria obwodów elektrycznych podaje sześć par równań, które w różny sposób przedstawiają zależności między prądami i napięciami czwórników elektrycznych. Przy układaniu tych równań stosowana jest następująca zasada znakowania prądów i napięć: strzałka oznaczająca siłę elektromotoryczną i napięcie skierowana jest w kierunku plusa, a więc spadek napięcia na oporniku ma kierunek przeciwny niż prąd, który ten spadek wywołał.

W czwórniku napięcia i prądy na wejściu i wyjściu mogą być wzajemnie powiązane zależnościami ogólnymi: liniowymi lub nieliniowymi. Ograniczymy się w dalszym ciągu do zależności liniowych. Założenie liniowego czwórnika jest spełnione przez wybór punktu pracy na charakterystyce i ograniczenie amplitud prądu oraz napięcia tak, aby nie wykraczały one poza liniowe odcinki



Rys. 2.1. Tranzystor w postaci czwórnika

charakterystyk. Ograniczymy się do obserwacji składowych zmiennych prądów i napięć i z zależności wiążących te składowe ułożymy równania czwórnika dla przebiegów zmiennych. Jeśli założymy, że prądy płynące w zaciskach czwórnika stanowią zmienne niezależne, wtedy równania opisujące czwórnik przyjmą postać:

$$\begin{aligned} \hat{U}_1 &= \hat{z}_{11}\hat{I}_1 + \hat{z}_{12}\hat{I}_2, \\ \hat{U}_2 &= \hat{z}_{21}\hat{I}_1 + \hat{z}_{22}\hat{I}_2, \end{aligned} \qquad [2.1]$$

gdzie wielkości: $\hat{z}_{11}$, $\hat{z}_{12}$, $\hat{z}_{21}$ i $\hat{z}_{22}$ są parametrami impedancyjnymi czwórnika. Sens fizyczny tych parametrów jest następujący:

$\hat{z}_{11} = \left(\frac{\hat{U}_1}{\hat{I}_1}\right)_{\hat{I}_2=0}$ — impedancja* wejściowa przy wyjściu otwartym;

$\hat{z}_{12} = \left(\frac{\hat{U}_1}{\hat{I}_2}\right)_{\hat{I}_1=0}$ — impedancja zwrotna przy wejściu otwartym;

$\hat{z}_{21} = \left(\frac{\hat{U}_2}{\hat{I}_1}\right)_{\hat{I}_2=0}$ — impedancja przejściowa przy wyjściu otwartym;

$\hat{z}_{22} = \left(\frac{\hat{U}_2}{\hat{I}_2}\right)_{\hat{I}_1=0}$ — impedancja wyjściowa przy wejściu otwartym.

* Impedancja — oporność pozorna.

Równania [2.1.] nazywają się **równaniami impedancyjnymi czwórnika**. Ponieważ w równaniach tych prądy są zmiennymi niezależnymi, najwygodniej je stosować przy rozpatrywaniu układów tranzystorowych.

Przy małych częstotliwościach składowe bierne impedancji można zaniedbać i parametry czwórnika traktować jako oporności czynne: r_{11}, r_{12}, r_{21} i r_{22}.

Jeśli natomiast założymy, że zmiennymi niezależnymi są napięcia na zaciskach, wtedy możemy napisać **równania admitancyjne czwórnika**:

$$\begin{aligned} \hat{I}_1 &= \hat{y}_{11}\hat{U}_1 + \hat{y}_{12}\hat{U}_2\,, \\ \hat{I}_2 &= \hat{y}_{21}\hat{U}_1 + \hat{y}_{22}\hat{U}_2\,, \end{aligned} \qquad [2.2]$$

gdzie wielkości: $\hat{y}_{11}$, $\hat{y}_{12}$, $\hat{y}_{21}$ i $\hat{y}_{22}$ są parametrami czwórnika wyrażonymi przez admitancje.* Mają one następującą interpretację fizyczną:

$\hat{y}_{11} = \left(\frac{\hat{I}_1}{\hat{U}_1}\right)_{\hat{U}_2=0}$ — admitancja wejściowa przy wyjściu zwartym;

$\hat{y}_{12} = \left(\frac{\hat{I}_1}{\hat{U}_2}\right)_{\hat{U}_1=0}$ — admitancja zwrotna przy wejściu zwartym;

$\hat{y}_{21} = \left(\frac{\hat{I}_2}{\hat{U}_1}\right)_{\hat{U}_2=0}$ — admitancja przejściowa przy wyjściu zwartym;

$\hat{y}_{22} = \left(\frac{\hat{I}_2}{\hat{U}_2}\right)_{\hat{U}_1=0}$ — admitancja wyjściowa przy wejściu zwartym.

Równania admitancyjne są często używane przy porównaniu tranzystora z lampą elektronową, która jest elementem napięciowym, oraz w układach tranzystorowych wielkiej częstotliwości.

Przy małych częstotliwościach składowe bierne admitancji można pominąć i parametry czwórnika traktować jako przewodności czynne: g_{11}, g_{12}, g_{21} i g_{22}.

---

* Admitancja — przewodność pozorna.

Niekiedy zachodzi konieczność określenia parametrów admitancyjnych przez impedancyjne. Korzystamy w tym celu z równań [2.1.], z których wyznaczymy prądy:

$$\hat{I}_1 = \frac{\hat{z}_{22}}{\hat{z}_{11}\hat{z}_{22} - \hat{z}_{12}\hat{z}_{21}}\hat{U}_1 - \frac{\hat{z}_{12}}{\hat{z}_{11}\hat{z}_{22} - \hat{z}_{12}\hat{z}_{21}}\hat{U}_2,$$
$$\hat{I}_2 = \frac{-\hat{z}_{21}}{\hat{z}_{11}\hat{z}_{22} - \hat{z}_{12}\hat{z}_{21}}\hat{U}_1 + \frac{\hat{z}_{11}}{\hat{z}_{11}\hat{z}_{22} - \hat{z}_{12}\hat{z}_{21}}\hat{U}_2. \qquad [2.3]$$

Przez porównanie otrzymanych zależności z równaniami [2.2.] otrzymamy wzory na przejście z parametrów admitancyjnych czwórnika na impedancyjne w postaci:

$$\hat{y}_{11} = \frac{\hat{z}_{22}}{\hat{z}_{11}\hat{z}_{22} - \hat{z}_{12}\hat{z}_{21}}, \quad \hat{y}_{12} = \frac{-\hat{z}_{12}}{\hat{z}_{11}\hat{z}_{22} - \hat{z}_{12}\hat{z}_{21}},$$
$$\hat{y}_{21} = \frac{-\hat{z}_{21}}{\hat{z}_{11}\hat{z}_{22} - \hat{z}_{12}\hat{z}_{21}}, \quad \hat{y}_{22} = \frac{\hat{z}_{11}}{\hat{z}_{11}\hat{z}_{22} - \hat{z}_{12}\hat{z}_{21}}. \qquad [2.4]$$

Podobnie możemy ułożyć dla czwórnika równania, w których zmiennymi niezależnymi będą: prąd na zaciskach wejściowych i napięcie na zaciskach wyjściowych. Otrzymamy wówczas:

$$\hat{U}_1 = \hat{h}_{11}\hat{I}_1 + \hat{h}_{12}\hat{U}_2,$$
$$\hat{I}_2 = \hat{h}_{21}\hat{I}_1 + \hat{h}_{22}\hat{U}_2, \qquad [2.5]$$

gdzie wielkości: h_{11}, h_{12}, h_{21} i h_{22} są parametrami czwórnika (lub układu szeregowo-równoległego).

Równania te nazywają się *r ó w n a n i a m i m i e s z a n y m i c z w ó r n i k a*. Sens fizyczny parametrów występujących w nich jest następujący:

$$\hat{h}_{11} = \left(\frac{\hat{U}_1}{\hat{I}_1}\right)_{\hat{U}_2=0}$$ — impedancja wejściowa przy wyjściu zwartym;

$$\hat{h}_{12} = \left(\frac{\hat{U}_1}{\hat{U}_2}\right)_{\hat{I}_1=0}$$ — stosunek napięć przy wejściu otwartym;

$$\hat{h}_{21} = \left(\frac{\hat{I}_2}{\hat{I}_1}\right)_{\hat{U}_2=0}$$ — stosunek prądów przy wyjściu zwartym;

$$\hat{h}_{22} = \left(\frac{\hat{I}_2}{\hat{U}_2}\right)_{\hat{I}_1=0}$$ — admitancja wyjściowa przy wejściu otwartym.

Równania mieszane stosuje się przy rozpatrywaniu układów z tranzystorami warstwowymi, w których przy pomiarze parametrów mieszanych używanie źródeł napięcia o zerowej oporności wewnętrznej nie powoduje powstawania oscylacji, a daje bardzo duże korzyści pomiarowe.

Pozostałe trzy pary równań czwórnika nie są na ogół używane. W równaniach tych zmiennymi niezależnymi są: napięcie wejściowe i prąd wyjściowy, napięcie wyjściowe i prąd wyjściowy oraz napięcie wejściowe i prąd wejściowy.

Często spotyka się równania liniowe [2.1], [2.2] i [2.5] zapisane w postaci macierzy:

$$\begin{vmatrix} \hat{U}_1 \\ \hat{U}_2 \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} \hat{z}_{11} & \hat{z}_{12} \\ \hat{z}_{21} & \hat{z}_{22} \end{vmatrix} \begin{vmatrix} \hat{I}_1 \\ \hat{I}_2 \end{vmatrix}, \quad [2.6]$$

$$\begin{vmatrix} \hat{I}_1 \\ \hat{I}_2 \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} \hat{y}_{11} & \hat{y}_{12} \\ \hat{y}_{21} & \hat{y}_{22} \end{vmatrix} \begin{vmatrix} \hat{U}_1 \\ \hat{U}_2 \end{vmatrix}, \quad [2.7]$$

$$\begin{vmatrix} \hat{U}_1 \\ \hat{I}_2 \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} \hat{h}_{11} & \hat{h}_{12} \\ \hat{h}_{21} & \hat{h}_{22} \end{vmatrix} \begin{vmatrix} \hat{I}_1 \\ \hat{U}_2 \end{vmatrix}, \quad [2.8]$$

gdzie elementy macierzy są współczynnikami odpowiednich równań i mają sens fizyczny omówiony poprzednio.

Zapis taki jest bardzo przydatny przy analizie własności układów, w których występuje kilka tranzystorów.

W celu przejścia z jednej macierzy do drugiej należy posługiwać się odpowiednimi wyrażeniami, które wyprowadza się w sposób podobny do podanego przy określeniu parametrów admitancyjnych czwórnika przez impedancyjne (wzór 2.4.). Wyniki tych obliczeń zostały zebrane w tablicy 2.1, w której wielkości:

$$\Delta^z = \hat{z}_{11}\hat{z}_{22} - \hat{z}_{12}\hat{z}_{21},$$

$$\Delta^y = \hat{y}_{11}\hat{y}_{22} - \hat{y}_{12}\hat{y}_{21},$$

$$\Delta^h = \hat{h}_{11}\hat{h}_{22} - \hat{h}_{12}\hat{h}_{21}$$

są wyznacznikami macierzy współczynników odpowiednich równań.

Tablica 2.1

Zależności między parametrami impedancyjnymi, admitancyjnymi i mieszanymi

na \ z	[z]	[y]	[h]
[z]	$\begin{matrix} \hat{z}_{11} & \hat{z}_{12} \\ \hat{z}_{21} & \hat{z}_{22} \end{matrix}$	$\begin{matrix} \frac{\hat{y}_{22}}{\hat{\Delta}^y} & \frac{-\hat{y}_{12}}{\hat{\Delta}^y} \\ \frac{-\hat{y}_{21}}{\hat{\Delta}^y} & \frac{\hat{y}_{11}}{\hat{\Delta}^y} \end{matrix}$	$\begin{matrix} \frac{\hat{\Delta}^h}{\hat{h}_{22}} & \frac{\hat{h}_{12}}{\hat{h}_{22}} \\ \frac{-\hat{h}_{21}}{\hat{h}_{22}} & \frac{1}{\hat{h}_{22}} \end{matrix}$
[y]	$\begin{matrix} \frac{\hat{z}_{22}}{\hat{\Delta}^z} & \frac{-\hat{z}_{12}}{\hat{\Delta}^z} \\ \frac{-\hat{z}_{21}}{\hat{\Delta}^z} & \frac{\hat{z}_{11}}{\hat{\Delta}^z} \end{matrix}$	$\begin{matrix} \hat{y}_{11} & \hat{y}_{12} \\ \hat{y}_{21} & \hat{y}_{22} \end{matrix}$	$\begin{matrix} \frac{1}{\hat{h}_{11}} & \frac{-\hat{h}_{12}}{\hat{h}_{11}} \\ \frac{\hat{h}_{21}}{\hat{h}_{11}} & \frac{\hat{\Delta}^h}{\hat{h}_{11}} \end{matrix}$
[h]	$\begin{matrix} \frac{\hat{\Delta}^z}{\hat{z}_{22}} & \frac{\hat{z}_{12}}{\hat{z}_{22}} \\ \frac{-\hat{z}_{21}}{\hat{z}_{22}} & \frac{1}{\hat{z}_{22}} \end{matrix}$	$\begin{matrix} \frac{1}{\hat{y}_{11}} & \frac{-\hat{y}_{12}}{\hat{y}_{11}} \\ \frac{\hat{y}_{21}}{\hat{y}_{11}} & \frac{\hat{\Delta}^y}{\hat{y}_{11}} \end{matrix}$	$\begin{matrix} \hat{h}_{11} & \hat{h}_{12} \\ \hat{h}_{21} & \hat{h}_{22} \end{matrix}$

2.1.2. Układy zastępcze czwórnika i tranzystora

Przy tworzeniu układu zastępczego tranzystora założymy, że rozpatrujemy czwórnik na małej częstotliwości, a więc przyjmiemy, że wszystkie parametry mają wartości rzeczywiste. Poza tym będziemy zwracali uwagę na to, że tranzystor jest c z w ó r n i k i e m c z y n n y m. Czwórnik bierny bowiem spełnia zasadę odwracalności polegającą na tym, że przy zamianie miejscami źródła SEM i wskaźnika prądu, prąd płynący przez wskaźnik pozostaje niezmieniony. Pociąga to za sobą w równaniach czwórnika równość poszczególnych parametrów: $r_{12} = r_{21}$, $g_{12} = g_{21}$ i $h_{12} = h_{21}$. W czwórniku czynnym natomiast równości takiej nie ma, gdyż $r_{12} \neq r_{21}$, $g_{12} \neq g_{21}$ i $h_{12} \neq h_{21}$.

2.1.2.1. Układ zastępczy wyrażony za pomocą oporności

Równania [2.1] czwórnika odpowiadają układowi zastępczemu pokazanemu na rysunku 2.2a. Generatory $r_{21}I_1$ oraz $r_{12}I_2$ przedstawiają tu wpływ obwodu wejściowego na obwód wyjściowy i odwrotnie.

Inny, częściej używany układ zastępczy pokazany jest na rysunku 2.2d. Przy jego wyprowadzeniu korzystamy z układu zastępczego kształtu T (rys. 2.2b), opisanego przez równania:

$$U_1 = r_{11} I_1 + r_{12} I_2 , \quad U'_2 = r_{12} I_1 + r_{22} I_2 , \qquad [2.9]$$

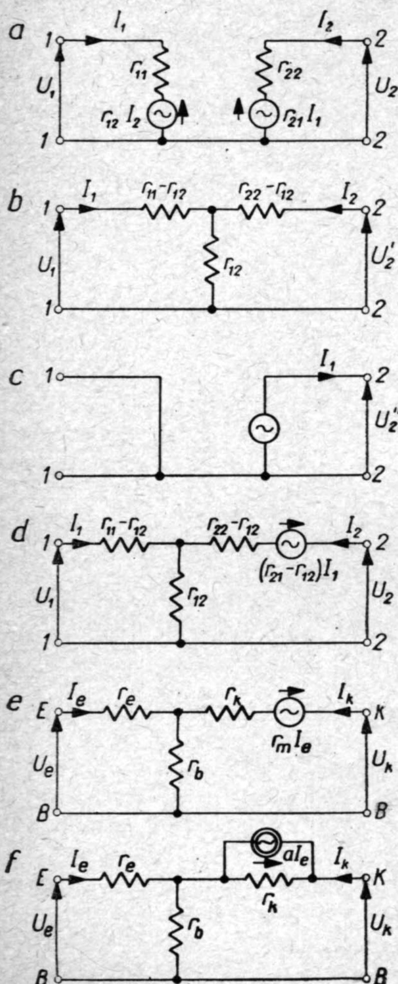
które otrzymano z równań [2.1] przy założeniu oporności czynnych i przy $r_{12} = r_{21}$. Włączając od obwodu wyjściowego (rys. 2.2c) generator napięciowy:

$$U''_2 = I_1 (r_{21} - r_{12})$$

otrzymujemy:

$$U_2 = U'_2 + U''_2 = r_{21} I_1 + r_{22} I_2 . \qquad [2.10]$$

W ten sposób równania [2.9] i [2.10] zostały sprowadzone do równań [2.1], które opisują czwórnik czynny. Składnik $I_1 (r_{21} - r_{12})$ można traktować jako SEM sterowaną prądem I_1, włączoną szeregowo po stronie wtórnej czwórnika biernego.



Rys. 2.2. Układy zastępcze czwórnika wyrażone przez oporności:
a — z dwoma wewnętrznymi źródłami napięcia; b — układ zastępczy kształtu T czwórnika biernego; c — czynna część układu zastępczego z rys. 2.2d; d — układ zastępczy kształtu T z jednym wewnętrznym źródłem napięcia; e — układ zastępczy tranzystora w połączeniu WB; f — układ zastępczy tranzystora z wewnętrznym źródłem prądu

Schemat zastępczy tranzystora w układzie o wspólnej bazie, odpowiadający zachodzącym w nim procesom fizycznym, pokazany jest na rysunku 2.2f. Jak wiadomo, z emitera są emitowane do obszaru bazy nośniki prądu, które dyfundując ku kolektorowi powiększają jego prąd. Wpływ prądu emitera na prąd kolektora można przedstawić za pomocą źródła prądu zmiennego o stałej wydajności prądowej, włączonego równolegle do oporności r_k i dostarczającego do obwodu zewnętrznego prąd aI_e niezależnie od parametrów tego obwodu. Wielkość a oznaczałaby fizycznie wzmocnienie prądowe tranzystora, gdyby nie istniało sprzężenie zwrotne przez oporność r_b.

Z rozważań nad czwórnikiem czynnym otrzymaliśmy układ zastępczy czwórnika, pokazany na rysunku 2.2d. Porównując ten układ z układem zastępczym tranzystora, przedstawionym na rysunku 2.2e, w którym działanie generatora prądowego aI_e z układu zastępczego z rysunku 2.2f zastąpiono przez generator napięciowy r_mI_e, otrzymujemy następujące związki między parametrami: r_e, r_b, r_k, r_m oraz r_{11}, r_{12}, r_{21}, r_{22}, a mianowicie:

$r_e = r_{11} - r_{12}$ — oporność emitera;
$r_b = r_{12}$ — „ bazy;
$r_k = r_{22} - r_{12}$ — „ kolektora;
$r_m = r_{21} - r_{12}$ — „ wzajemna.

Ponieważ zarówno jeden, jak i drugi układ zastępczy tranzystora jest często używany, należy znaleźć związki pozwalające na przejście z jednego układu do drugiego. Rozważmy w tym celu dwójniki: szeregowo połączoną oporność r_k i źródło r_mI_e (rys. 2.2e) oraz równolegle połączoną oporność r_k i źródło aI_e (rys. 2.2f). Napięcia na otwartych zaciskach takich dwójników są odpowiednio równe: r_mI_e i aI_er_k. Aby dwójniki były równoważne, napięcia te powinny być sobie równe:

$$r_mI_e = ar_kI_e,$$

skąd znajdziemy:

$$a = \frac{r_m}{r_k}.$$

Bardzo ważnym parametrem tranzystora jest **z w a r c i o w y w s p ó ł c z y n n i k w z m o c n i e n i a p r ą d o w e g o** α określany z wyrażenia:

$$\alpha = -\left(\frac{I_k}{I_e}\right)_{U_k=0} = \frac{r_{21}}{r_{22}} = \frac{r_m + r_b}{r_k + r_b}. \qquad [2.11]$$

Możemy stąd określić zależności między wielkościami a i α. Podstawiając do wzoru [2.11] wartość $r_m = ar_k$ otrzymamy:

$$\alpha = a + (\alpha - 1)\frac{r_b}{r_k}. \qquad [2.12]$$

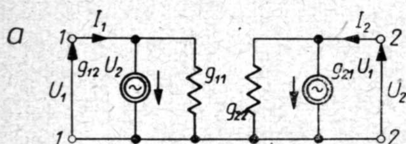
Wynika stąd, że:

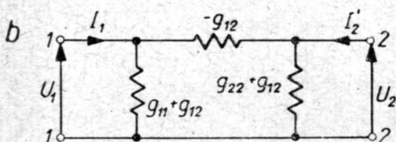
gdy $a < 1$, to także $\alpha < 1$,
gdy $a = 1$, to także $\alpha = 1$,
gdy $a > 1$, to także $\alpha > 1$,

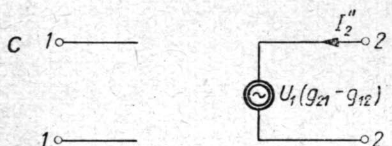
bez względu na wartości stosunku $\frac{r_b}{r_k}$.

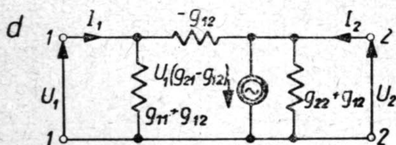
2.1.2.2. *Układ zastępczy wyrażony za pomocą przewodności*

W sposób podobny do poprzedniego możemy napisać równania dla układu zastępczego czwórnika, wyrażając je przez przewodności:









Rys. 2.3. Układy zastępcze czwórnika wyrażone przez przewodności:

a — z dwoma wewnętrznymi źródłami prądu; b — część bierna czwórnika kształtu π ; c — część czynna układu zastępczego; d — układ zastępczy z jednym wewnętrznym źródłem prądu

$$I_1 = g_{11}U_1 + g_{12}U_2,$$
$$I_2 = g_{21}U_1 + g_{22}U_2. \qquad [2.13]$$

Równaniom tym odpowiada układ pokazany na rysunku 2.3a, w którym składniki $g_{12}U_2$ i $g_{21}U_1$ są źródłami o stałej wydajności prądowej, określającymi wzajemny wpływ obwodu wejściowego na wyjściowy i odwrotnie. Ponieważ układ zawiera dwa źródła, zestawimy układ zastępczy mający tylko jedno źródło sterowane. Ze względu na użycie w równaniach [2.13] współczynników, które są przewodnościami, przedstawimy układ zastępczy czwórnika w postaci układu kształtu π. Wyjdziemy podobnie jak poprzednio z czwórnika biernego, który może być opisany za pomocą równań [2.13] przy założeniu, że $g_{12} = g_{21}$:

$$I_1 = g_{11}U_1 + g_{12}U_2,$$
$$I'_2 = g_{12}U_1 + g_{22}U_2. \qquad [2.14]$$

Równania te opisują czwórnik pokazany na rysunku 2.3b.

Włączając do obwodu wyjściowego (ryc. 2.3c) generator prądowy:

$$I_2'' = U_1 (g_{21} - g_{12})$$

otrzymujemy:

$$I_2 = I_2' + I_2'' = g_{21}U_1 + g_{22}U_2, \qquad [2.15]$$

a więc równania [2.14] sprowadziliśmy do równań [2.13] opisujących układ zastępczy pokazany na rysunku 2.3d. Źródło o stałej wydajności prądowej $U_1 (g_{21} - g_{12})$ określa wpływ obwodu wejściowego na wyjściowy, odróżniając ten układ od układu czwórnika biernego typu π.

2.1.2.3. Układ zastępczy wyrażony za pomocą parametrów mieszanych

W tym przypadku układ zastępczy czwórnika opisany jest przez równania liniowe [2.5]. Korzystając z tablicy 2.1 wyrazimy parametry h występujące w równaniach [2.5] przez parametry r i g. Zakładając, że czwórnik pracuje na małych częstotliwościach, znajdziemy:

$$h_{11} = \frac{1}{g_{11}}, \qquad h_{12} = \frac{r_{12}}{r_{22}},$$

$$h_{21} = -\frac{r_{21}}{r_{22}}, \qquad h_{22} = \frac{1}{r_{22}}.$$

Korzystając z wyprowadzonej poprzednio zależności [2.11] możemy wielkość h_{21} przedstawić w postaci:

$$h_{21} = -\frac{r_{21}}{r_{22}} = -a .$$

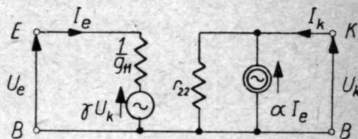
Podstawiając otrzymane wartości parametrów h do równań [2.5] i biorąc pod uwagę konfigurację tranzystora o wspólnej bazie otrzymamy:

$$U_e = \frac{1}{g_{11}} I_e + \gamma U_k,$$
$$I_k = -a I_e + \frac{1}{r_{22}} U_k, \qquad [2.16]$$

gdzie:

$$\gamma = \frac{r_{12}}{r_{21}} = h_{12} . \qquad [2.17]$$

Układ zastępczy tranzystora odpowiadający równaniom [2.16] pokazany jest na rysunku 2.4. W układzie tym $\frac{1}{g_{11}}$ jest opornością wejściową przy zwartym obwodzie wyjściowym, zaś r_{22} jest opornością wyjściową przy otwartym obwodzie wejściowym. Wpływ napięcia wyjściowego U_k na obwód wejściowy uwzględniony jest przez generator o stałej wydajności napięciowej γU_k. Wpływ obwodu wejściowego na obwód wyjściowy jest określony przez generator o stałej wydajności prądowej αI_e.



Rys. 2.4. Układ zastępczy tranzystora wyrażony przez parametry mieszane

Wyżej omówione układy zastępcze odnoszą się do dowolnego typu tranzystora, zarówno ostrzowego, jak i warstwowego, wykonanych na półprzewodnikach typu *n* lub *p*, oraz odtwarzają jego właściwości dla przebiegów zmiennych małej częstotliwości.

W omówionych układach zastępczych pominięto obwody polaryzacji prądem stałym. Należy jednak pamiętać, że biegunowości napięć polaryzujących są różne w różnych typach tranzystorów. W przypadku tranzystora typu *p-n-p* biegun dodatni źródła polaryzacji emitera dołącza się do emitera, zaś biegun ujemny źródła zasilania kolektora — do kolektora. W przypadku zaś tranzystora typu *n-p-n* biegunowości źródeł zasilania należy zamienić na przeciwne.

2.2. CHARAKTERYSTYKI TRANZYSTORÓW I SPOSOBY ICH POŁĄCZEŃ

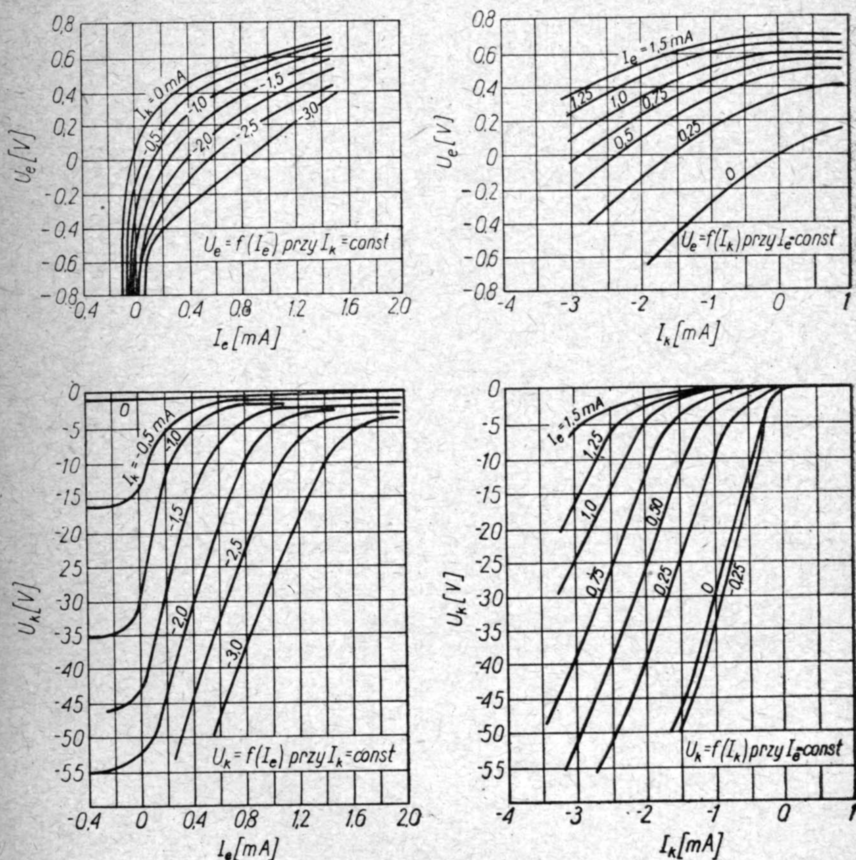
2.2.1. Charakterystyki i własności układu z tranzystorem jako czwórnikiem

Tranzystor może być traktowany jako czwórnik czynny. W takim czwórniku napięcia na dwóch parach zacisków i prądy płynące w tych parach zacisków są ze sobą funkcjonalnie związane i funkcje te całkowicie charakteryzują dany układ. Jednym z najczęściej stosowanych sposobów wyrażenia tej zależności funkcjonalnej są następujące równania:

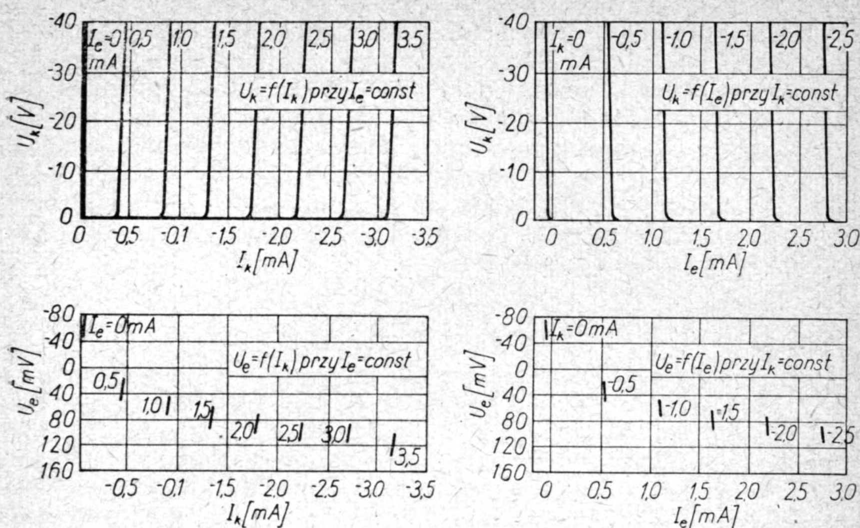
$$U_1 = f_1 (I_1, I_2),$$
$$U_2 = f_2 (I_1, I_2). \qquad [2.18]$$

Krzywe otrzymane z wykreślenia tych zależności funkcjonalnych, w których jeden prąd jest parametrem, a drugi zmienną

niezależną, są **charakterystykami statycznymi**. Przebieg charakterystyk statycznych typowego tranzystora ostrzowego pokazuje rysunek 2.5, a tranzystora warstwowego — rysunek 2.6. Charakterystyki te odnoszą się do tranzystorów w połączeniu o wspólnej bazie. Prądowi wejściowemu I_1 czwórnika odpowiada na rysunkach prąd I_e emitera oraz odpowiednio napięciu wejściowemu U_1 czwórnika odpowiada napięcie emitera U_e. Prądowi wyjściowemu I_2 odpowiada prąd I_k kolektora oraz napięciu wyjściowemu U_2 napięcie kolektora U_k. Parametrami są tu: prąd emitera I_e i prąd kolektora I_k.



Rys. 2.5. Charakterystyki statyczne przeciętnego tranzystora ostrzowego typu *n*



Rys. 2.6. Charakterystyki statyczne przeciętnego tranzystora warstwowego dyfuzyjnego typu *p-n-p*

Gdy do tranzystora zostanie doprowadzony sygnał o małej częstotliwości i o tak małej amplitudzie, że nie wykracza ona poza prostoliniowe odcinki charakterystyk, to działanie tranzystora jako czwórnika dla przebiegów zmiennych jest całkowicie określone równaniami:

$$U_1 = r_{11}I_1 + r_{12}I_2,$$
$$U_2 = r_{21}I_1 + r_{22}I_2, \qquad [2.19]$$

gdzie wielkości:

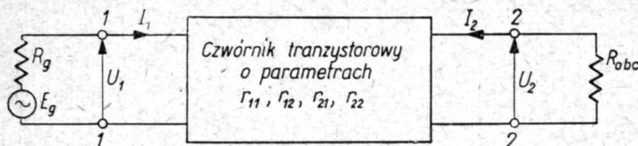
$$r_{11} = \left[\frac{\partial f_1}{\partial I_1}\right]_{I_2 = \text{const}}, \qquad r_{12} = \left[\frac{\partial f_1}{\partial I_2}\right]_{I_1 = \text{const}},$$

$$r_{21} = \left[\frac{\partial f_2}{\partial I_1}\right]_{I_2 = \text{const}}, \qquad r_{22} = \left[\frac{\partial f_2}{\partial I_2}\right]_{I_1 = \text{const}}$$

są parametrami czwórnika na małych częstotliwościach i przy małych sygnałach. Wartości tych parametrów są określone przez nachylenie stycznych do charakterystyk w danym punkcie pracy. Z charakterystyk widać (rys. 2.5 i 2.6), że parametry tranzystora są funkcją punktu pracy i wraz ze zmianą tego punktu zmieniają się.

Równaniom liniowym [2.19] odpowiadają układy zastępcze czwórnika pokazane na rysunku 2.2. Określają one całkowicie własności czwórnika, jeśli wielkości: r_{11}, r_{12}, r_{21} i r_{22} są znane.

Włączmy do zacisków *1—1* czwórnika opisywanego tymi równaniami generator o SEM równej E_g i oporności wewnętrznej R_g, zaś do zacisków *2—2* tego czwórnika obciążenie o oporności R_{obc} (rys. 2.7). Rozwiązując układ równań [2.19] możemy określić pod-



Rys. 2.7. Tranzystor z generatorem i obciążeniem

stawowe własności czwórnika, a więc jego oporność wejściową r_{we}, oporność wyjściową r_{wy}, wzmocnienie prądowe k_i, wzmocnienie napięciowe k_u, wzmocnienie mocy k_p, wzmocnienie mocy przy dopasowaniu do generatora k_{pd} i wzmocnienie mocy przy obustronnym dopasowaniu $k_{p\ max}$.

Oporność wejściowa czwórnika jest to stosunek napięcia U_1 na zaciskach *1—1* do prądu I_1:

$$r_{we} = \frac{U_1}{I_1}.$$

Z pierwszego równania układu [2.19] określimy:

$$\frac{U_1}{I_1} = r_{11} + r_{12}\frac{I_2}{I_1}. \qquad [2.20]$$

Ponieważ napięcie U_2 można wyrazić przez spadek napięcia na oporności obciążenia równy — I_2R_{obc}, więc drugie równanie układu [2.19] przyjmie postać:

$$-I_2R_{obc} = r_{21}I_1 + r_{22}I_2,$$

skąd znajdziemy:

$$\frac{I_2}{I_1} = -\frac{r_{21}}{r_{22} + R_{obc}}. \qquad [2.21]$$

Podstawiając wyrażenie [2.21] do równania [2.20] otrzymamy wzór na oporność wejściową:

$$r_{we} = r_{11} - \frac{r_{12}r_{21}}{r_{22} + R_{obc}}. \qquad [2.22]$$

Postępując podobnie znajdziemy wyrażenia na pozostałe wielkości: r_{wy}, k_i, k_u, i k_p.

Wyrażenia te zebrano w tablicy 2.2; są one najczęściej używane.

Tablica 2.2

Wielkości charakterystyczne czwórnika wyrażone przez jego parametry oporowe

Układ czwórnika	z rysunku 2.7
Równania czwórnika	$U_1 = r_{11}I_1 + r_{12}I_2$ $U_2 = r_{21}I_1 + r_{22}I_2$
Oporność wejściowa	$r_{we} = \frac{U_1}{I_1} = r_{11} - \frac{r_{12}r_{21}}{r_{22} + R_{obc}}$
Oporność wyjściowa	$r_{wy} = \frac{U_2}{I_2} = r_{22} - \frac{r_{12}r_{21}}{r_{11} + R_g}$
Wzmocnienie prądowe	$k_i = \frac{I_2}{I_1} = -\frac{r_{21}}{r_{22} + R_{obc}}$
Wzmocnienie napięciowe	$k_u = \frac{I_2 R_{obc}}{U_1} = \frac{-r_{21} R_{obc}}{r_{11}(R_{obc} + r_{22}) - r_{22}r_{21}}$
Wzmocnienie mocy	$k_p = \frac{I_2^2 R_{obc}}{I_1^2 r_{we}} = \frac{r_{21}^2 R_{obc}}{[r_{11}(R_{obc} + r_{22}) - r_{12}r_{21}](r_{22} + R_{obc})}$

Wyprowadzimy z kolei zależności określające współczynniki k_{pd} i $k_{p\,max}$.

Wzmocnienie mocy przy dopasowaniu po stronie pierwotnej wyraża się wzorem:

$$k_{pd} = \frac{I_2^2 R_{obc}}{\frac{E_g^2}{4R_g}} = \frac{4 R_{obc} R_g I_2^2}{E_g^2}, \qquad [2.23]$$

gdzie $\frac{E_g^2}{4R_g}$ jest maksymalną mocą, jaka może być uzyskana z ge-

neratora (przy dopasowaniu jego oporności wewnętrznej do oporności wejściowej czwórnika). Aby obliczyć k_{pd}, przeprowadzimy następujące rozważania. Napięcie na zaciskach *1—1* można wyrazić od strony generatora:

$$U_1 = E_g - R_g I_1 \qquad [2.24]$$

i od strony czwórnika:

$$U_1 = r_{11} I_1 + r_{12} I_2. \qquad [2.25]$$

Analogiczne napięcie na zaciskach *2—2* możemy określić od strony obciążenia:

$$U_2 = -R_{obc} I_2 \qquad [2.26]$$

i od strony czwórnika:

$$U_2 = r_{21} I_1 + r_{22} I_2. \qquad [2.27]$$

Porównując stronami równania [2.24] i [2.25] określimy prąd I_1:

$$I_1 = \frac{E_g - r_{12} I_2}{r_{11} + R_g}. \qquad [2.28]$$

Podstawiając otrzymane wyrażenie na prąd I_1 do równania [2.27] i porównując je stronami z równaniem [2.26] otrzymamy:

$$I_2 = \frac{-r_{21} E_g}{(r_{11} + R_g)(r_{22} + R_{obc}) - r_{12} r_{21}} \qquad [2.29]$$

Podstawiając wyrażenie [2.29] do wzoru [2.23] otrzymamy wyrażenie na wzmocnienie mocy przy jednostronnym dopasowaniu:

$$k_{pd} = 4 R_{obc} R_g \frac{r_{21}^2}{[(r_{11} + R_g)(r_{22} + R_{obc}) - r_{12} r_{21}]^2}. \qquad [2.30]$$

Maksymalne wzmocnienie mocy $k_{p\,max}$ ma miejsce w przypadku obustronnego dopasowania czwórnika, tzn. wtedy, gdy:

$$R_g = r_{we} = r_{11} - \frac{r_{12} r_{21}}{r_{22} + R_{obc}} \qquad [2.31]$$

oraz

$$R_{obc} = r_{wy} = r_{22} - \frac{r_{12} r_{21}}{r_{11} + R_g}. \qquad [2.32]$$

Rozwiązując powyższe równania otrzymamy wyrażenia na oporność dopasowania generatora i obciążenia w postaci:

$$R_g = \sqrt{\frac{(r_{11} r_{22} - r_{12} r_{21}) r_{11}}{r_{22}}} = r_{11} \sqrt{1 - \delta} \qquad [2.33]$$

oraz

$$R_{obc} = \sqrt{\frac{(r_{11} r_{22} - r_{12} r_{21}) r_{22}}{r_{11}}} = r_{22} \sqrt{1 - \delta}, \qquad [2.34]$$

gdzie

$$\delta = \frac{r_{12} r_{21}}{r_{11} r_{22}}.$$

Przy tych wartościach oporności dopasowania uzyskujemy maksymalne wzmocnienie mocy wyrażone zależnością:

$$k_{p\,max} = \frac{r_{21}^2}{r_{11} r_{22} (1 + \sqrt{1 - \delta})^2}. \qquad [2.35]$$

2.2.2. Sposoby połączeń tranzystora

2.2.2.1. Zależności ogólne

Tranzystor ze względu na trzy zaciski: *E*, *K* oraz *B* może być połączony ze źródłem sygnału i obciążeniem sześcioma różnymi sposobami. Najczęściej używa się trzech sposobów połączeń: ze wspólną bazą *WB*, ze wspólnym emiterem *WE* i ze wspólnym kolektorem *WK*. Aby otrzymać pozostałe trzy rodzaje połączeń, należy zamienić miejscami źródło i obciążenie. Schematy połączeń tranzystora i ich układy zastępcze w postaci czwórnika kształtu *T* pokazano na rysunku 2.8.

Z wyrażeń podanych dla czwórnika w tablicy 2.2 o postaci najzupełniej ogólnej można otrzymać oporności i wzmocnienia określone przez parametry tranzystora: r_e, r_b, r_k i r_m dla różnych sposobów połączeń tranzystora ze źródłem i obciążeniem. Wykorzystamy w tym celu układy zastępcze podane na rysunku 2.8 wyrażając dla każdego układu parametry ogólne czwórnika: r_{11}, r_{12}, r_{21} i r_{22} przez parametry tranzystora: r_e, r_b, r_k i r_m. Obliczenia te wykonano przez porównanie układu zastępczego czwórnika z układem zastępczym tranzystora (rys. 2.8) przy każdym sposobie połączenia. Wyniki obliczeń zebrano w tablicy 2.3.

Sposób połączenia	Schemat połączenia	Układ zastępczy
WB		
WE		
WK		

Rys. 2.8. Możliwe schematy połączeń tranzystorów i ich układy zastępcze

W tablicy 2.4 zestawiono wzory dokładne i przybliżone, umożliwiające obliczenie zasadniczych parametrów układu dla trzech sposobów połączeń tranzystora. Na podstawie tych wzorów można ocenić zalety i wady poszczególnych sposobów połączeń i określić, w jakich warunkach należy je stosować.

W podanych na rysunku 2.8 układach zastępczych występuje źródło o stałej wydajności napięciowej i SEM równej $r_m I_e$. Może

Tablica 2.3

Wyrażenie ogólnych parametrów czwórnika przez parametry tranzystorów przy różnych sposobach połączenia

Parametr czwórnika	Sposób połączenia tranzystora		
	WB	*WE*	*WK*
r_{11}	$r_e + r_b$	$r_e + r_b$	$r_b + r_k$
r_{12}	r_b	r_e	$r_k - r_m$
r_{21}	$r_b + r_m$	$r_e - r_m$	r_k
r_{22}	$r_b + r_k$	$r_e + r_k - r_m$	$r_e + r_k - r_m$

być jeszcze inny schemat zastępczy (rys. 2.2), w którym SEM $r_m I_e$ zastąpiono źródłem o stałej wydajności prądowej aI_e. Wielkość a jest w ścisłym związku ze zwarciowym współczynnikiem wzmocnienia prądowego α, który został określony we wzorze [2.11] jako

$$\alpha = \frac{r_{21}}{r_{22}}.$$

Korzystając z tablicy 2.3 znajdujemy, że w połączeniu *WB*

$$\alpha = \frac{r_m + r_b}{r_k + r_b}.$$

Ponieważ $r_b \ll r_m$ i $r_b \ll r_k$, to $\alpha \approx \frac{r_m}{r_k} = a$, a więc w układzie zastępczym wielkość a może być zastąpiona z bardzo małym błędem przez zwarciowy współczynnik wzmocnienia prądowego α.

Zwarciowy współczynnik wzmocnienia prądowego w połączeniach *WE* i *WK* oznaczany jest literami b i c, gdyż oznaczenie α stosuje się tylko w połączeniu *WB*. Współczynniki b i c są pewnymi funkcjami α, które przy założeniu $r_e \ll r_m$ określają się w połączeniu *WE* przez:

$$b = \frac{r_{21}}{r_{22}} = \frac{r_e - r_m}{r_e + r_k - r_m} \approx \frac{\alpha}{1 - \alpha},$$

zaś w połączeniu *WK* — przez:

$$c = \frac{r_{21}}{r_{22}} = \frac{r_k}{r_e + r_k - r_m} \approx \frac{1}{1 - \alpha}.$$

Wzory obliczeniowe zasadniczych parametrów układów tranzystorów dla trzech sposobów połączeń Tablica 2.4

Sposób połączenia tranzystora i jego równania czwórnikowe	Wzór obliczeniowy	Oporność wejściowa R_{we}	Oporność wyjściowa R_{wy}	Wzmocnienie napięciowe k_u	Wzmocnienie prądowe k_i	Wzmocnienie mocy k_p
WB	dokładny	$r_e + r_b \frac{r_k - r_m + R_{obc}}{r_b + r_k + R_{obc}}$	$r_k - r_b \frac{r_m - R_g - r_e}{R_g + r_e + r_b}$	$\frac{-(r_m + r_b) R_{obc}}{r_b (r_k - r_m + r_e + R_{obc}) + r_e (r_k + R_{obc})}$	$-\frac{r_m + r_b}{r_b + r_k + R_{obc}}$	$\frac{(r_m + r_b)^2 R_{obc}}{(r_b + r_k + R_{obc})[r_b (r_k - r_m + r_e + R_{obc}) + r_e (r_k + R_{obc})]}$
	Przybliżony dla: $r_e \ll r_k - r_m$; $r_b \ll r_k$; $a \approx a = r_m/r_k$;	$r_e + r_b \frac{r_k (1 - a) + R_{obc}}{r_k + R_{obc}}$	$r_k \frac{r_e + r_b (1 - a) + R_g}{r_e + r_b + R_g}$	$\frac{-a\, r_k R_{obc}}{r_k [r_e + r_b (1 - a)] + R_{obc} (r_e + r_b)}$	$-\frac{a}{1 + R_{obc}/r_k}$	$\frac{a^2 r_k^2 R_{obc}}{(r_k + R_{obc})\{r_k [r_e + r_b (1 - a)] + R_{obc} (r_e + r_b)\}}$
$U_e = (r_b + r_e) I_e + r_b I_k$ $U_k = (r_b + r_m) I_e + (r_b + r_k) I_k$	Przybliżony dla: $r_e \ll r_k - r_m$; $r_b \ll r_k$; $r_e \ll R_{obc} \ll r_k - r_m$;	$r_e + r_b (1 - a)$	$r_k \frac{r_e + r_b (1 - a) + R_g}{r_e + r_b + R_g}$	$\frac{-a R_{obc}}{r_e + r_b (1 - a)}$	$-a$	$\frac{a^2 R_{obc}}{r_e + r_b (1 - a)}$
WE	dokładny	$r_b + r_e \frac{r_k + R_{obc}}{r_k - r_m + r_e + R_{obc}}$	$r_k - r_m + r_e \frac{R_g + r_b + r_m}{R_g + r_b + r_e}$	$\frac{R_{obc} (r_m - r_e)}{r_b (r_k - r_m + r_e + R_{obc}) + r_e (r_k + R_{obc})}$	$\frac{r_m - r_e}{r_k - r_m + r_e + R_{obc}}$	$\frac{R_{obc} (r_m - r_e)^2}{(r_k - r_m + r_e + R_{obc}) [r_b (r_k - r_m + r_e + R_{obc}) + r_e (r_k + R_{obc})]}$
	Przybliżony dla: $r_e \ll r_k - r_m$; $r_b \ll r_k$; $a \approx a = r_m/r_k$;	$r_b + r_e \frac{r_k + R_{obc}}{r_k (1 - a) + R_{obc}}$	$r_k (1 - a) + r_e \frac{r_m + R_g}{r_e + r_b + R_g}$	$\frac{a\, r_k R_{obc}}{r_k [r_e + r_b (1 - a)] + R_{obc} (r_e + r_b)}$	$\frac{a}{1 - a + R_{obc}/r_k}$	$\frac{a^2 r_k^2 R_{obc}}{[r_k (1 - a) + R_{obc}]\{r_k [r_e + r_b (1 - a)] + R_{obc} (r_e + r_b)\}}$
$U_b = (r_e + r_b) I_b + r_e I_k$ $U_k = (r_e - r_m) I_b + (r_e + r_k - r_m) I_k$	Przybliżony dla: $r_e \ll r_k - r_m$; $r_b \ll r_k$; $r_e \ll R_{obc} \ll r_k - r_m$;	$r_b + \frac{r_e}{1 - a}$	$r_k (1 - a) + r_e \frac{r_m + R_g}{r_e + r_b + R_g}$	$\frac{a R_{obc}}{r_e + r_b (1 - a)}$	$\frac{a}{1 - a} = b$	$\frac{a^2 R_{obc}}{(1 - a) [r_e + r_b (1 - a)]}$
WK	dokładny	$r_b + r_k \frac{r_e + R_{obc}}{r_k - r_m + r_e + R_{obc}}$	$r_e + (r_k - r_m) \frac{R_g + r_b}{R_g + r_b + r_k}$	$\frac{-r_k R_{obc}}{r_b (r_k - r_m + r_e + R_{obc}) + r_k (r_e + R_{obc})}$	$-\frac{r_k}{r_k - r_m + r_e + R_{obc}}$	$\frac{r_k^2 R_{obc}}{(r_k - r_m + r_e + R_{obc})[r_b (r_k - r_m + r_e + R_{obc}) + r_k (r_e + R_{obc})]}$
	Przybliżony dla: $r_e \ll r_k - r_m$: $r_b \ll r_k$; $a \approx a = r_m/r_k$	$r_b + r_k \frac{r_e + R_{obc}}{r_k (1 - a) + R_{obc}}$	$r_e + r_k (1 - a) \frac{R_g + r_b}{R_g + r_k}$	$\frac{-R_{obc}}{r_e + r_b (1 - a) + R_{obc}}$	$-\frac{1}{1 - a + R_{obc}/r_k}$	$\frac{R_{obc} r_k}{[r_k (1 - a) + R_{obc}][r_e + r_b (1 - a) + R_{obc}]}$
$U_b = (r_b + r_k) I_b + (r_k - r_m) I_e$ $U_e = r_k I_b + (r_e + r_k - r_m) I_e$	Przybliżony dla: $r_e \ll r_k - r_m$; $r_b \ll r_k$; $r_e \ll R_{obc} \ll r_k - r_m$; $R_g \ll r_k$;	$\frac{R_{obc}}{1 - a} = c R_{obc}$	$r_e + (r_b + R_g)(1 - a)$	-1	$-\frac{1}{1 - a} = -c = -(b + 1)$	$\frac{1}{1 - a} = c = b + 1$

Wyrażenie ogó

Parametr czwórnika
r_{11}
r_{12}
r_{21}
r_{22}

być jeszcze in
zastąpiono źró
jest w ścisłym
nienia prądow

Korzystając z

Ponieważ r_b

zastępczym wi
dem przez zwa
Zwarciowy
niach *WE* i *W*
stosuje się tylk
nymi funkcjan
w połączeniu W

zaś w połączen

2.2.2.2. *Parametry układów tranzystorowych*

Rozrzut wartości parametrów tranzystorów wpływa w dużym stopniu na parametry układów tranzystorowych. W tablicy 2.5 zebrano wartości parametrów tranzystorów ostrzowych i warstwowych, otrzymane w wyniku zbadania 100 tranzystorów każdego rodzaju.

Tablica 2.5

Parametry tranzystorów ostrzowych i warstwowych w połączeniu WB

Rodzaj parametru			Tranzystor ostrzowy		Tranzystor warstwowy	
Nazwa	Symbol	Jednostka	od — do	Średnio	od — do	Średnio
Oporność bazy	r_b	Ω	150÷400	250	200÷800	400
,, emitera	r_e	Ω	100÷250	150	15÷40	20
,, zwrotna	r_m	kΩ	20÷50	30	0,5÷2MΩ	1MΩ
,, kolektora	r_k	kΩ	5÷25	12		
Moc wyjściowa	P_{wy}	mW	30÷100	50	20÷50	30
Wzmocnienie mocy	k_p	dB	17÷26	20*	30÷40	35*
Zwarciowy współczynnik wzmocnienia prądowego	α	A/A	1,5÷5,0	2,5	0,95÷0,99	0,98
Wzmocnienie napięciowe	k_u	V/V	60÷170	80*	80÷200	100*
Współczynnik szumu	F	dB	50÷60	55*	25÷12	20*

* Wartości dla układu *WE*.

Podstawiając typowe wartości parametrów tranzystorów do wzorów podanych w tablicy 2.4 otrzymamy przeciętne dane liczbowe na oporności i wzmocnienia w każdym sposobie połączenia tranzystora. Wartości te różnią się znacznie między sobą dla tranzystorów ostrzowych i warstwowych. W tablicy 2.6 zestawiono poszczególne wartości dla trzech różnych sposobów połączenia tranzystora ze źródłem i obciążeniem dla tranzystorów ostrzowych i warstwowych w typowych warunkach pracy.

Tablica 2.6

Typowe wartości parametrów układów tranzystorowych

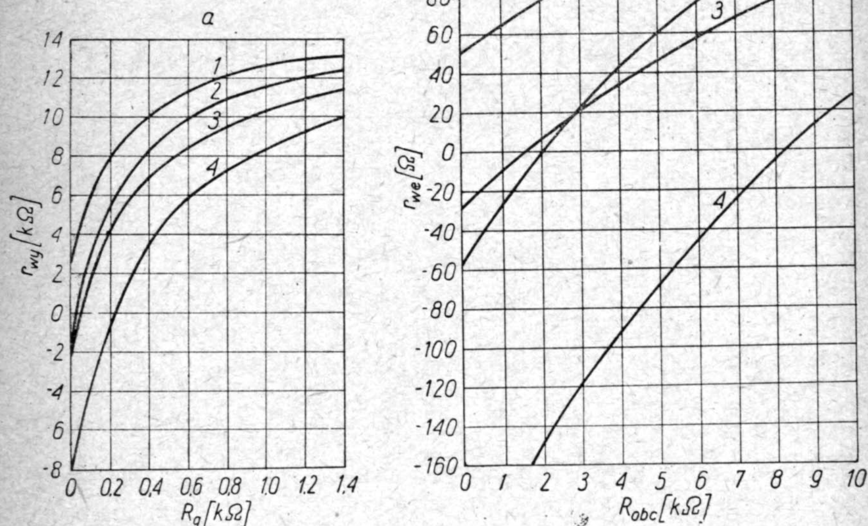
Sposób połączenia	Tranzystor ostrzowy			Tranzystor warstwowy		
	WB	*WE*	*WK*	*WB*	*WE*	*WK*
Oporność wejściowa [Ω]	300	3000	20000	100	7000	$0{,}5\cdot10^6$
Oporność wyjściowa [Ω]	10 000	6000	500	$0{,}7\cdot10^6$	$1\cdot10^5$	100
Wzmocnienie mocy [dB]	20	26	4	30	40	16
Wzmocnienie prądowe [A/A]	1,5÷2	3,0÷2	0,3÷2	0,98	40	45

2.2.2.3. *Własności połączeń tranzystora*

Przy omawianiu własności różnych sposobów połączeń tranzystora należy zrobić podział na tranzystory ostrzowe i warstwowe. W tranzystorze bowiem oporność bazy r_b tworzy dodatnie sprzężenie zwrotne między obwodem wejściowym i wyjściowym. Przez oporność tę przepływa prąd emitera i kolektora, a więc od wartości tej oporności zależy wielkość sprzężenia zwrotnego. Drugim czynnikiem wpływającym na wielkość sprzężenia zwrotnego jest zwarciowy współczynnik wzmocnienia prądowego α.

W tranzystorach ostrzowych, w których $\alpha > 1$, określony przyrost prądu emitera wywoła jeszcze większy przyrost prądu kolektora. Oporność r_b powoduje w tym przypadku zmniejszenie oporności wejściowej tranzystora przez wprowadzenie pewnej oporności ujemnej, wynikłej wskutek przepływu w przeciwnej fazie prądów I_e i I_k przez oporność r_b. Jeśli do obwodu bazy dołączyć pewną oporność dodatkową, to wartość oporności r_{we} może się stać ujemna. W układach *WE* i *WK* źródło sygnału włączone jest w obwód bazy i oporność tego źródła może powodować powstawanie oporności ujemnej, a w związku z tym niestabilną pracę układu. Ograniczenie ze względu na wartość oporności R_g nie pozwala praktycznie stosować połączeń *WE* i *WK* dla tranzystorów ostrzowych. Tranzystory te stosuje się w układach wzmacniających, przeważnie w połączeniu *WB*.

Na rysunku 2.9 pokazano wpływ wielkości r_b i a na oporność wejściową i wyjściową tranzystora ostrzowego w połączeniu *WB*. Krzywe te zostały obliczone wg wzorów podanych w tablicy 2.4 i wykreślone w funkcji oporności obciążenia R_{obc} oraz oporności generatora R_g. Największe prawdopodobieństwo niestabilności występuje przy zwartym wyjściu lub wejściu. Z wykresu na rysunku 2.9 wynika, że tranzystor *1* jest przy zwarciu stabilny. Zwiększenie zarówno oporności r_b, jak i a (tranzystory *2* i *3*) powoduje występowanie ujemnej oporności wejściowej i wyjściowej. Aby układ z takimi tranzystorami był stabilny, należy włączyć odpowiednio dużą oporność generatora i obciążenia.

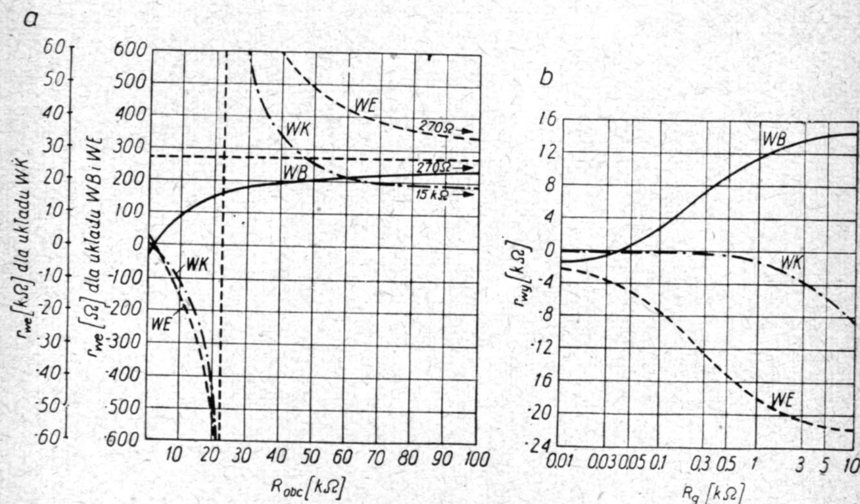


Rys. 2.9. Wpływ wielkości r_b i a w tranzystorze ostrzowym na przebieg oporności:

a — wyjściowej; b — wejściowej; przy $r_e = 150\Omega$ i $r_k = 15$ kΩ:

Krzywa	1	2	3	4
a	1,5	1,5	2,5	2,5
$r_b[\Omega]$	120	250	120	250

Na rysunku 2.10 pokazano przebieg oporności wejściowej i wyjściowej tranzystora ostrzowego 3 w funkcji oporności generatora i obciążenia dla trzech sposobów połączeń: *WB*, *WE* i *WK*. Z rysunku widzimy, że tranzystor w połączeniu *WE* i *WK* jest zawsze niestabilny, natomiast w połączeniu *WB* przy odpowiednich wartościach oporności R_g i R_{obc} niestabilność nie występuje.

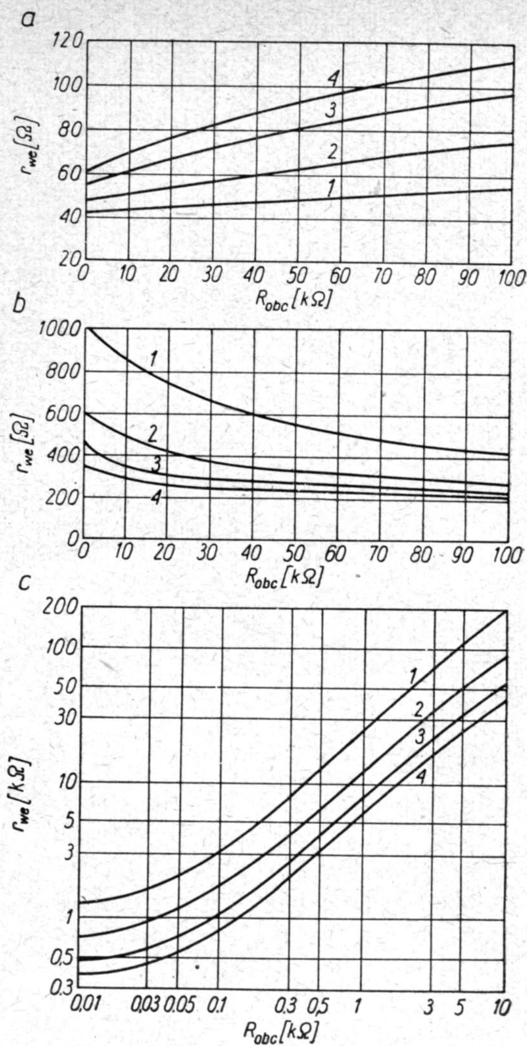


Rys. 2.10. Wpływ sposobów połączeń tranzystora na przebieg oporności: a — wejściowej; b — wyjściowej; przy r_e = 150 Ω; r_b = 120 Ω; r_k = 15 kΩ; α = 2,5

Obecnie tranzystory ostrzowe stosuje się głównie jako oscylatory i układy impulsowe, w których jest wykorzystywana ujemna oporność wejściowa lub wyjściowa, a jako wzmacniacze tylko w połączeniu *WB*.

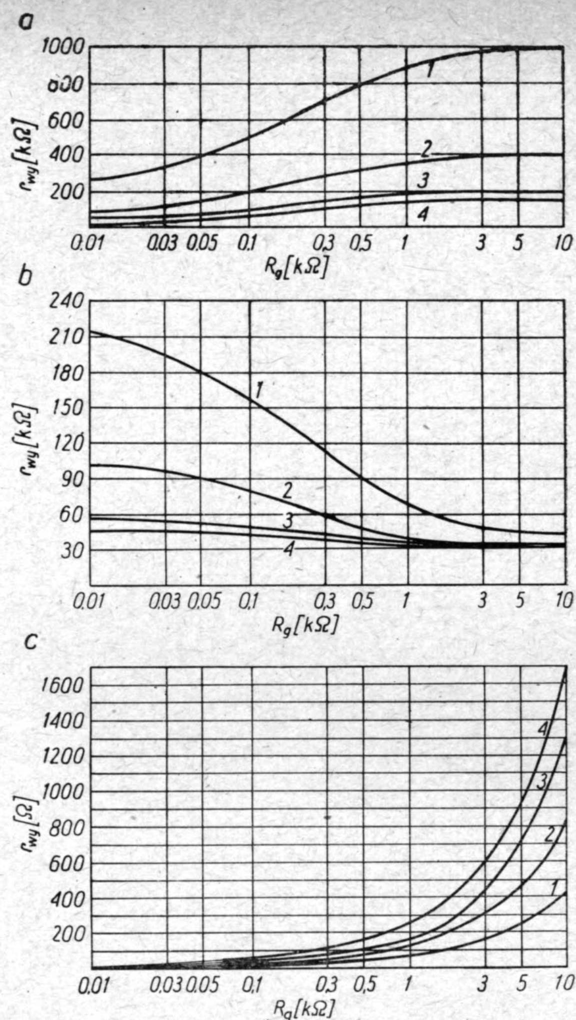
Tranzystory warstwowe, w których ze względu na $\alpha < 1$ niestabilność nie występuje, stosuje się głównie do wzmacniania przebiegów zmiennych we wszystkich rodzajach połączeń. Mają one w chwili obecnej największe zastosowanie.

W celu zilustrowania własności tranzystorów warstwowych w różnych układach połączeń: *WB*, *WE* i *WK* przedstawiono na rysunkach 2.11 — 2.14 wykresy przebiegów oporności wyjściowej w funkcji zmian oporności generatora oraz oporności wejściowej, wzmocnienia prądowego i mocy w funkcji zmian oporności obciążenia.



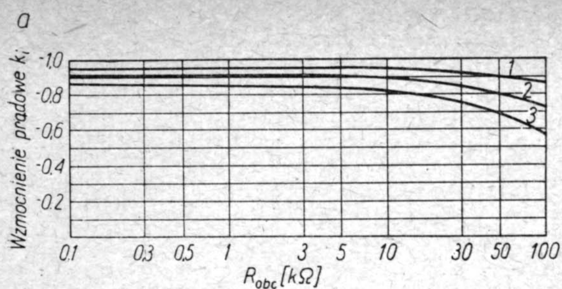
Rys. 2.11. Przebiegi oporności wejściowej w tranzystorze warstwowym w połączeniu: a — *WB*; b — *WE*; c — *WK*; przy $r_b = 150\Omega$ i $r_e = 35\Omega$:

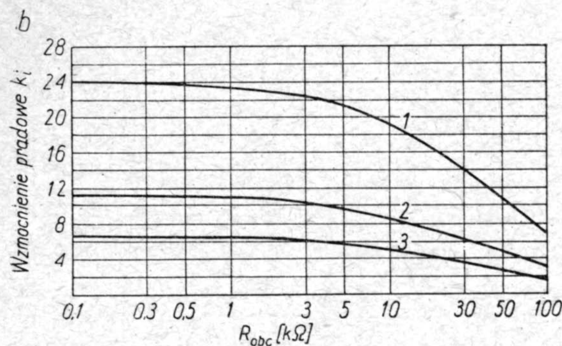
Krzywa	1	2	3	4
a	0,96	0,92	0,87	0,82
r_k [kΩ]	1000	400	200	150

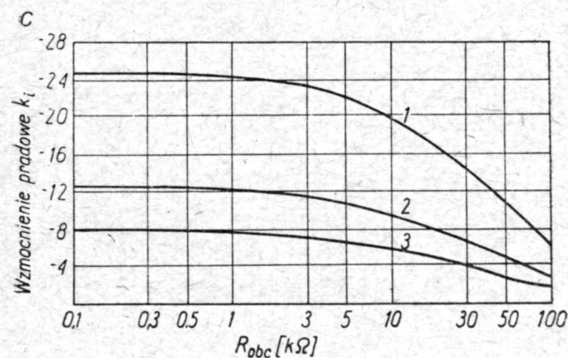


Rys. 2.12. Przebiegi oporności wyjściowej w tranzystorze warstwowym w połączeniu:
a — *WB*; b — *WE*; c — *WK*; przy $r_b = 150\ \Omega$ i $r_e = 35\ \Omega$:

Krzywa	1	2	3	4
a	0,96	0,92	0,87	0,82
r_k [kΩ]	1000	400	200	150

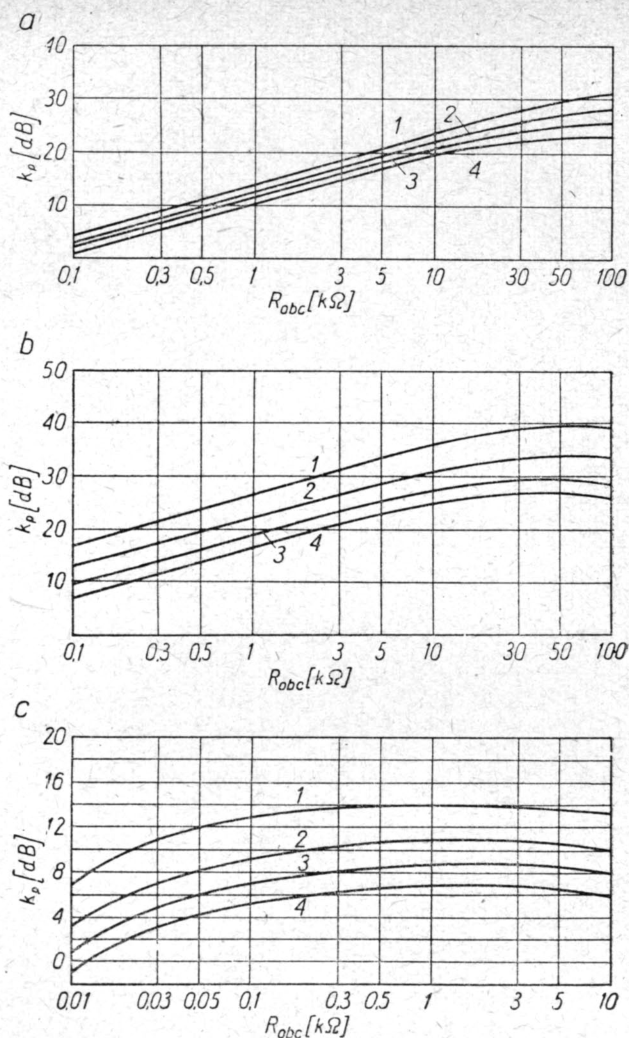






Rys. 2.13. Przebiegi wzmocnienia prądowego w tranzystorze warstwowym w połączeniu: a — *WB*; b — *WE*; c — *WK*; przy $r_b = 150\Omega$ i $r_e = 35\Omega$:

Krzywa	1	2	3
α	0,96	0,92	0,87
r_k [kΩ]	1000	400	200



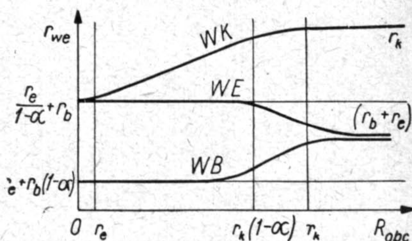
Rys. 2.14. Przebiegi wzmocnienia mocy w tranzystorze warstwowym w połączeniu:
a — *WB*; b — *WE*; c — *WK*; przy $r_b = 150\Omega$ i $r_e = 35\Omega$:

Krzywa	1	2	3	4
α	0,96	0,92	0,87	0,82
r_k [kΩ]	1000	400	200	150

Z wykresów tych i z danych tablicy 2.4 możemy wysnuć następujące wnioski:

1. Z wyrażeń określających wzmocnienie napięciowe k_u dla trzech sposobów połączeń wynika, że w połączeniu *WE* wzmocnienie napięciowe tranzystora jest d o d a t n i e, co oznacza, że układ *WE* odwraca fazę, podobnie jak układ z lampą elektronową z uziemioną katodą. Tranzystory w połączeniach *WB* i *WK* fazy nie odwracają.

2. Oporność wejściowa tranzystora zależy w znacznym stopniu od oporności obciążenia i sposobu jego połączenia, przy czym w tranzystorze warstwowym nie występuje ujemna oporność wejściowa, jak to miało miejsce w tranzystorach ostrzowych. W połączeniu *WB* oporność wejściowa tranzystora jest najmniejsza, w połączeniu *WE* — średnia, a w połączeniu *WK* — największa.



Rys. 2.15. Charakter zmian oporności wejściowej tranzystora warstwowego dla trzech sposobów połączeń

Zmiana oporności obciążenia R_{obc} w połączeniu *WB* (rys. 2.15) wpływa nieznacznie na oporność wejściową przy wartościach $R_{obc} < r_k (1 - \alpha)$. Wartość oporności wejściowej w tym zakresie określa wyrażenie $r_e + r_b (1 - \alpha)$, co wynosi kilkadziesiąt omów. Przy bardzo dużych wartościach R_{obc} oporność wejściowa dąży do asymptotycznej wartości $r_e + r_b$ będącej w granicach 200 ÷ ÷ 1000 Ω.

W połączeniu *WE* wartości oporności wejściowej są nieco większe i wynoszą $r_b + r_e \left(\frac{1}{1-\alpha}\right)$ przy $R_{obc} < r_k (1 - \alpha)$. Dla rosnących wartości R_{obc} oporność ta asymptotycznie maleje do wartości $r_e + r_b$.

Oporność wejściowa tranzystora w połączeniu *WK* rośnie przy $R_{obc} < r_k (1 - \alpha)$ od wartości minimalnej $\frac{r_e}{1 - \alpha} + r_b$ (równej kilkaset omów) do wartości asymptotycznej równej r_k (od setek kiloomów do kilku megaomów) przy dużych wartościach R_{obc}.

Na rysunku 2.15 pokazano charakter zmian oporności wejściowej oraz podano jej wartości asymptotyczne przy dużych wartościach R_{obc} dla trzech rodzajów połączeń tranzystora warstwowego.

3. Oporność wyjściowa jest funkcją oporności generatora R_g i sposobu połączenia tranzystora.

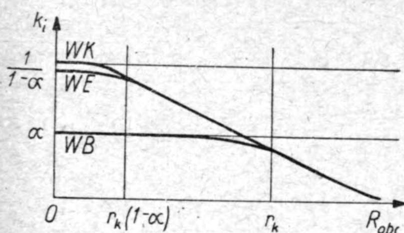
W połączeniu *WB* oporność wyjściowa tranzystora jest bardzo duża i rośnie ze wzrostem oporności R_g od wartości $r_k \left(1-\alpha \frac{r_b}{r_e+r_b}\right)$ (ponieważ $\frac{r_b}{r_e+r_b} \approx 1$, to wartość ta wynosi od kilkunastu do kilkudziesięciu kiloomów) do wartości r_k (od setek kiloomów do kilku megaomów).

W połączeniu *WE* oporność wyjściowa tranzystora jest mniejsza niż w połączeniu *WB* i maleje ze wzrostem oporności R_g od wartości $r_k\,(1 - \alpha) + \alpha r_k \frac{r_e}{r_b+r_e}$ wynoszącej setki kiloomów do wartości $r_k\,(1 - \alpha)$, będącej rzędu kilkudziesięciu kiloomów.

W połączeniu *WK* oporność wyjściowa tranzystora jest bardzo mała i rośnie wraz ze wzrostem oporności R_g od wartości $r_e + r_b\,(1 - \alpha)$, wynoszącej kilkadziesiąt omów, do wartości $r_k\,(1 - \alpha)$, będącej rzędu kilkudziesięciu kiloomów. Zmiana oporności wyjściowej jest w tym przypadku bardzo duża.

4. Wzmocnienie prądowe zależy od oporności obciążenia R_{obc} i sposobu połączenia tranzystora.

W połączeniach *WE* i *WK* jest ono w przybliżeniu stałe i równe odpowiednio $\frac{\alpha}{1-\alpha}$ i $\frac{1}{1-\alpha}$ przy $R_{obc} < r_k\,(1 - \alpha)$. Wartość tego wzmocnienia wynosi kilkadziesiąt. Przy rosnącej oporności R_{obc} wartość ta szybko maleje. Znacznie mniejsze zmiany wzmocnienia prądowego obserwuje się w połączeniu *WB*. Dla wartości R_{obc} kilkakrotnie mniejszych od r_k wynosi ono α (około 1), a następnie maleje. Duże wzmocnienie prądowe tranzystorów warstwowych w połączeniach *WE* i *WK* jest ich poważną zaletą. Na rysunku 2.16 pokazano charakter zmian wzmocnienia prądowego w funkcji zmian oporności obciążenia R_{obc} dla trzech sposobów połączenia tranzystora.



Rys. 2.16. Charakter zmian wzmocnienia prądowego tranzystora warstwowego dla trzech rodzajów połączeń

5. Wzmocnienie napięciowe jest prawie jednakowe dla połączeń *WB* i *WE* i nieco mniejsze od jedności w połączeniu *WK*, które zachowuje się podobnie jak wtórnik katodowy.

6. Wzmocnienie mocy jest iloczynem wzmocnienia prądowego i napięciowego: $k_p = k_u k_i$. W połączeniach *WE* i *WK* uzyskuje

się wielokrotnie większe wzmocnienie prądowe niż w połączeniu *WB*. Ponieważ równocześnie w połączeniu *WK* $k_u \approx 1$, więc widać, że w połączeniu *WE* tranzystor daje największe wzmocnienie mocy. Tranzystor w połączeniu *WB* daje wzmocnienie nieco mniejsze, zaś w połączeniu *WK* około 2,5 raza mniejsze od połączenia *WE*. Równocześnie w połączeniu *WE* występuje najmniejsza różnica między opornościami r_{we} i r_{wy}, dlatego też jest ono najczęściej stosowane we wzmacniaczach wielostopniowych.

Parametry tranzystora, jak widać z rysunków 2.5 i 2.6, są zależne od napięć polaryzujących i zmieniają się wraz ze zmianą punktu pracy. Pozwala to wpływać w dużym stopniu na właściwości układu, np. na wartość oporności wejściowej i wyjściowej tranzystora. Osiąga się to przez regulację współczynnika α, czyli wartości r_m, za pomocą napięć polaryzujących. Jest to szczególnie ważne dla tranzystorów ostrzowych, gdzie może występować niestabilność w pracy. W związku z tym wymaga się od konstruktora bardzo starannego projektowania układów tranzystorowych, w których należy przewidywać odpowiednie sposoby kompensacji rozrzutu parametrów tranzystora za pomocą dodatkowych oporności umieszczanych między źródłem wzbudzającym a tranzystorem oraz między obciążeniem i tranzystorem.

2.3. WARUNKI STABILNOŚCI PROSTYCH UKŁADÓW TRANZYSTOROWYCH

Analiza zależności (tabl. 2.4) określających oporność wejściową i wyjściową tranzystora w różnych układach połączeń wskazuje na to, że dla pewnych wartości parametrów tranzystora oporności te mogą przybrać wartości ujemne, co może prowadzić do wzbudzenia się drgań w układzie. Szczególnie łatwo występuje to zjawisko w stanie zwarcia kolektora. Zagadnienie stabilności jest przy tym inne dla tranzystorów warstwowych i ostrzowych. Ponieważ warunkiem powstania drgań jest równość oporności ujemnej i dodatniej, to stosując należycie duże oporności generatora lub obciążenia, odpowiednio większe od ujemnej oporności wejściowej lub wyjściowej, możemy osiągnąć to, że tranzystor niestabilny przy zwarciu będzie pracował w układzie stabilnie.

2.3.1. Stabilność tranzystorów warstwowych

W tranzystorach warstwowych zwarciowy współczynnik wzmocnienia prądowego α jest zawsze mniejszy od jedności. Ponieważ $\alpha \approx a$, to wyrażenie $r_k - r_m = r_k (1 - \alpha)$ jest zawsze dodatnie. Biorąc pod uwagę zależności na r_{we} i r_{wy} w układach *WB*, *WE*

i WK widzimy, że dla dodatnich wartości R_g i R_{obc} wyrażenia te są zawsze dodatnie, gdyż $r_k - r_m > 0$. Kłopot pewien może sprawiać tylko wyrażenie na r_{wy} w układzie WB, dla którego:

$$r_{wy} = r_k - r_b \frac{r_m - R_g - r_e}{R_g + r_e + r_b},$$

jednak przekształcając je do postaci:

$$r_{wy} = \frac{r_k[R_g + r_e + r_b(1-\alpha)] + r_b(R_g + r_e)}{R_g + r_e + r_b}$$

widzimy, że przy $1 - \alpha > 0$ oporność $r_{we} > 0$ dla wszystkich dodatnich R_g.

2.3.2. Stabilność tranzystorów ostrzowych

W tranzystorach ostrzowych $\alpha > 1$, a więc $r_m - r_k < 1$. Może to prowadzić, zależnie od wartości R_{obc} i R_g, do występowania ujemnej oporności wejściowej lub wyjściowej. Rozpatrzymy w tym celu kolejno poszczególne rodzaje połączeń i określimy warunki, jakie muszą być spełnione, aby $r_{we} > 0$ i $r_{wy} > 0$.

2.3.2.1. Warunek stabilności połączenia WB

Ponieważ dla dodatnich wartości R_{obc} mamy $r_b + r_k + R_{obc} > 0$, to aby oporność wejściowa była dodatnia:

$$r_e + r_b \frac{r_k - r_m + R_{obc}}{r_b + r_k + R_{obc}} > 0$$

musi być spełniony warunek:

$$\frac{r_m - r_e}{r_k + R_{obc}} < 1 + \frac{r_e}{r_b}. \qquad [2.36]$$

Podobnie, aby oporność wyjściowa była dodatnia:

$$r_k - r_b \frac{r_m - R_g - r_e}{R_g + r_e + r_b} > 0,$$

przy $R_g + r_e + r_b > 0$ otrzymujemy warunek:

$$\alpha < 1 + (R_g + r_e)\left(\frac{1}{r_b} + \frac{1}{r_k}\right). \qquad [2.37]$$

Z warunków powyższych wynika, że powstanie drgań w połączeniu WB jest niemożliwe w następujących krańcowych przypadkach:

a) przy $r_b = 0$, czyli przy braku sprzężenia zwrotnego;
b) przy $R_g \to \infty$ lub $R_{obc} \to \infty$, czyli przy dużych opornościach obwodów zewnętrznych.

2.3.2.2. *Warunek stabilności połączenia WE*

Aby oporność wejściowa była dodatnia:

$$r_b + r_e \frac{r_k + R_{obc}}{r_k - r_m + r_e + R_{obc}} > 0 ,$$

powinien być spełniony warunek:

$$r_b > -\left(\frac{r_e}{1 - \dfrac{r_m - r_e}{r_k + R_{obc}}}\right). \qquad [2.38]$$

Podobnie, aby oporność wyjściowa była dodatnia:

$$r_k - r_m + r_e \frac{R_g + r_b + r_m}{R_g + r_b + r_e} > 0$$

przy $R_g + r_b + r_e > 0$ otrzymujemy warunek stabilności:

$$a < 1 + \frac{r_e}{R_g + r_b} + \frac{r_e}{r_k}. \qquad [2.39]$$

Warunki powyższe pokazują, że aby stabilność była zachowana, $r_b + R_g$ powinno być małe, a r_e i R_{obc} duże.

2.3.2.3. *Warunek stabilności połączenia WK*

Aby oporność wejściowa była dodatnia:

$$r_b + r_k \frac{r_e + R_{obc}}{r_k - r_m + r_e + R_{obc}} > 0 ,$$

musi być spełniony warunek:

$$r_b > -\left(r_k \frac{r_e + R_{obc}}{r_k - r_m + r_e + R_{obc}}\right). \qquad [2.40]$$

Podobnie dla wyjściowej oporności dodatniej:

$$r_e + (r_k - r_m) \frac{R_g + r_b}{r_k + R_g + r_b} > 0$$

przy $r_k + R_g + r_b > 0$ powinien być spełniony warunek:

$$\alpha < 1 + \frac{r_e}{R_g + r_b} + \frac{r_e}{r_k}. \qquad [2.41]$$

Zalecenia odnośnie do konstrukcji tranzystorów w połączeniu *WK* są podobne jak dla połączenia *WE*.

2.3.3. Wnioski końcowe

Z powyższych rozważań wynika, że tranzystory ostrzowe w stanie zwarcia ($R_g = R_{obc} = 0$) mogą się łatwo wzbudzać, jeżeli α jest dostatecznie większe od jedności i jeśli r_b jest odpowiednio duże. W związku z tym wszelkie badania tranzystorów ostrzowych w stanie zwarcia należy przeprowadzać bardzo ostrożnie, aby uniknąć błędów pomiarowych i nie zniszczyć tranzystora, co się często zdarza w przypadku wzbudzenia się drgań przy zbyt małych opornościach emitera. Łatwość, z jaką wzbudzają się tranzystory ostrzowe, tłumaczy stosowanie ich we wszelkiego rodzaju generatorach drgań sinusoidalnych i odkształconych.

Tranzystory warstwowe, ze względu na $\alpha < 1$, zapewniają całkowitą stabilność układu tam, gdzie nie ma zewnętrznego sprzężenia zwrotnego. Dlatego tranzystory warstwowe są stosowane przeważnie w układach wzmacniających.

Należy pamiętać przy tym, że warunki stabilności przy wielkich częstotliwościach mogą być zupełnie inne i często bardziej krytyczne (szczególnie dla tranzystorów warstwowych) niż przy częstotliwościach małych.

2.4. WPŁYW CZĘSTOTLIWOŚCI NA PARAMETRY TRANZYSTORA

2.4.1. Tranzystorowe układy zastępcze na wielkich częstotliwościach

W rozpatrywanych dotychczas układach zastępczych tranzystora ograniczono się do zakresu małych częstotliwości, co całkowicie usprawiedliwiało pominięcie wpływu pojemności międzyelektrodowych oraz czasu przelotu τ_p nośników mniejszościowych przez obszar bazy. Na wielkich częstotliwościach zarówno pojemności międzyelektrodowe, jak i czas przelotu nośników odgrywają bardzo ważną rolę i muszą być uwzględnione przez odpowiednią modyfikację układu zastępczego.

Jak wynika z rozważań podanych w punkcie 1.4, układ zastępczy każdego z przejść *p-n* tranzystora składa się z równolegle połączonych pojemności i oporności bariery.

Oprócz pojemności bariery C_e emiter-baza i pojemności bariery C_k kolektor-baza dużą rolę w tranzystorze odgrywają pojemności $C_{eb'}$ i $C_{kb'}$, zwane dyfuzyjnymi.

Sens fizyczny tego rodzaju pojemności najłatwiej jest zrozumieć, jeśli się weźmie pod uwagę, np. w przypadku pojemności $C_{eb'}$, że wzrost bądź zmniejszanie się napięcia na przejściu emiter-baza wywołuje zmianę ilości ładunku zmagazynowanego w obszarze bazy (a więc wywołuje jak gdyby ładowanie bądź rozładowanie tego obszaru). Pojemność ta jest tym większa, im większy jest obszar bazy. Zmiany prądu emitera wywołują również zmianę tej pojemności wskutek zmiany ładunku zawartego w obszarze bazy.

Wartość pojemności C_{eb} określa się z następującego wzoru:

$$C_{eb'} = \frac{e}{kT} \frac{W_b^2 I_e}{2D_{mb}}, \qquad [2.42]$$

gdzie: W_b — grubość obszaru bazy;
I_e — prąd emitera;
D_{mb} — stała dyfuzji nośników mniejszościowych w obszarze bazy.

Pojemność dyfuzyjną C_{kb}' oblicza się ze wzoru:

$$C_{kb'} = I_k \frac{\partial W_b}{\partial U_k} \frac{W_b}{2D_{mb}}, \qquad [2.43]$$

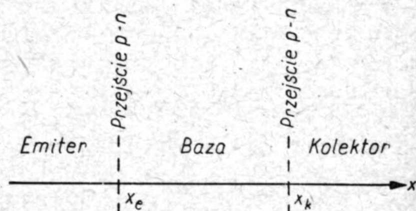
gdzie I_k jest prądem kolektora.

Pojemności powyższe wpływają na charakterystykę częstotliwościową układu tranzystorowego w sposób podobny do tego, jaki występuje w układach lampowych.

Bardzo duży wpływ na charakterystykę częstotliwościową wywiera zależność współczynnika $\hat{\alpha}$ od częstotliwości. Zależność tę otrzymuje się wyznaczając wartości prądu kolektora $\hat{I}_k$ i emitera $\hat{I}_e$ z równania różniczkowego określającego gęstość nośników mniejszościowych w obszarze bazy (np. nośników dziurowych w tranzystorze typu *p-n-p*) w funkcji czasu t i miejsca x (rys. 2.17).

Wartość współczynnika $\hat{\alpha}$ oblicza się następnie ze wzoru:

$$\hat{\alpha} = -\left(\frac{\hat{I}_k}{\hat{I}_e}\right)_{\hat{U}_k = 0}. \qquad [2.44]$$



Rys. 2.17. Układ geometryczny poszczególnych obszarów tranzystora

Równanie dyfuzji ma postać następującą:

$$\frac{dn_h}{dt} = -\frac{n_h - n_{hr}}{\tau_b} - \frac{1}{e}\frac{d\hat{I}_h}{dx} = -\frac{n_h - n_{hr}}{\tau_b} + D_{hb}\frac{d^2 n_h}{dx^2}, \qquad [2.45]$$

gdzie: n_h — gęstość dziur wprowadzona przez emiter do obszaru bazy przy zmiennym napięciu przejścia emiter-baza równym $U_0 e^{j\omega t}$;

n_{hr} — gęstość dziur w obszarze bazy w stanie równowagi cieplnej;

τ_b — czas życia nośników mniejszościowych w obszarze bazy;

$\hat{I}_h$ — prąd dyfuzyjny wywołany przez gradient koncentracji dziur $\frac{dn_h}{dx}$;

D_{hb} — stała dyfuzji nośników mniejszościowych w obszarze bazy.

Rozwiązanie równania [2.45] dla stanu ustalonego pozwala określić zależność gęstości dziur n_h od czasu i miejsca, a więc od prądów $\hat{I}_e$ i $\hat{I}_k$ przejść emiter-baza i kolektor-baza.

Z zależności [2.44] otrzymujemy:

$$\alpha = \operatorname{sech}\left[(1 + j\omega\tau_p)^{1/2}\frac{W_b}{L_b}\right] \approx \frac{1}{1 + \frac{1}{2}(1 + j\omega\tau_p)\frac{W_b^2}{L_b^2}}, \qquad [2.46]$$

gdzie: ω — pulsacja sygnału wprowadzonego do obwodu emitera;

τ_p — czas przelotu nośników od emitera do kolektora przy $W_b \ll L_b$;

L_b — długość dyfuzji nośników mniejszościowych w obszarze bazy.

Wyrażenie [2.46] można przekształcić do postaci:

$$\hat{\alpha} = \frac{\alpha_0}{1 + j\frac{f}{f_{g\alpha}}}, \qquad [2.47]$$

gdzie:

$$\alpha_0 = \frac{1}{1 + \frac{1}{2}\frac{W_b^2}{L_b^2}} \qquad [2.48]$$

i

$$\frac{1}{f_{g\alpha}} = \frac{\pi \tau_p \frac{W_b^2}{L_b^2}}{1 + \frac{1}{2} \frac{W_b^2}{L_b^2}} \approx \frac{\pi W_b^2}{D_{mb}}, \qquad [2.49]$$

przy założeniu, że $W_b << L_b$.

Częstotliwość $f_{g\alpha}$, zwana c z ę s t o t l i w o ś c i ą g r a n i c z n ą, jest to taka częstotliwość, przy której α maleje do wartości $\frac{1}{\sqrt{2}} \alpha_0$, gdzie α_0 jest wartością α mierzoną przy częstotliwościach małych.

Zależność [2.47] daje wyniki zgodne z doświadczeniem dla częstotliwości $f \leqslant f_{g\alpha}$. Szczególnie duże różnice w zakresie częstotliwości $f > f_{g\alpha}$ obserwuje się w przebiegu fazy w funkcji częstotliwości.

Przebieg modułu α:

$$\alpha = \frac{\alpha_0}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_{g\alpha}}\right)^2}} \qquad [2.50]$$

oraz fazy Θ:

$$\Theta = \operatorname{arc\,tg}\left(-\frac{f}{f_{g\alpha}}\right) \qquad [2.51]$$

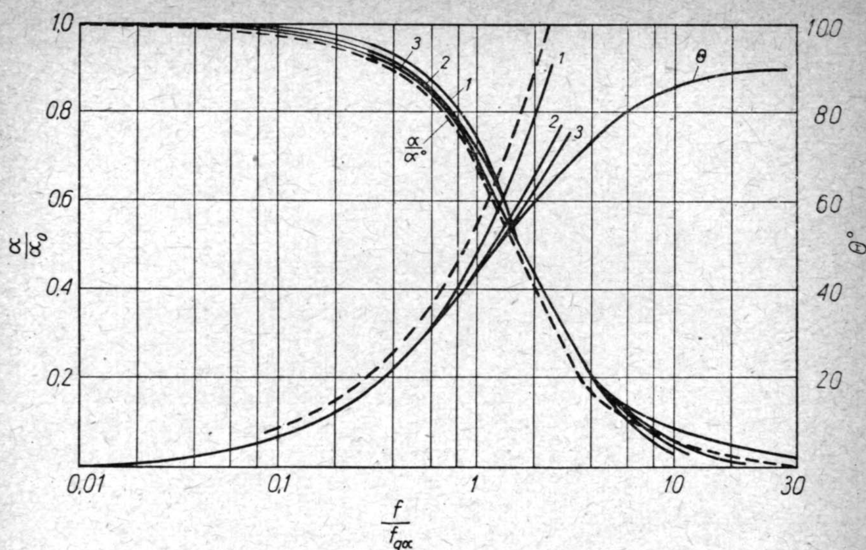
zależnie od częstotliwości przedstawiono w postaci wykresu na rysunku 2.18, na którym podano również wyniki pomiarów wykonanych dla kilku tranzystorów warstwowych.

Prawidłowe przebiegi w zakresie częstotliwości $f < 10\, f_{g\alpha}$ uzyskuje się stosując zależność:

$$\hat{\alpha} = \frac{\alpha_0}{\cos h \sqrt{j\omega A}}, \qquad [2.52]$$

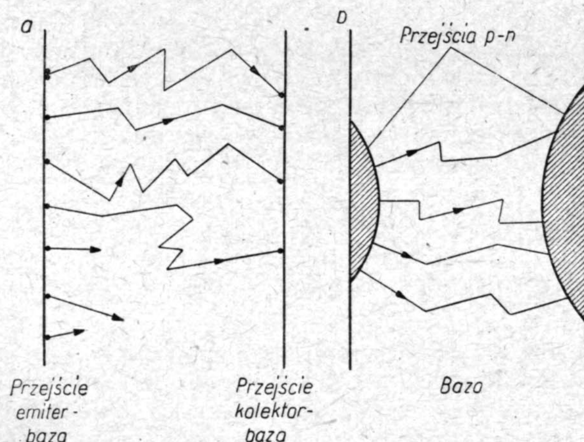
gdzie A jest pewną stałą (patrz wzór 2.46).

Zmniejszanie się wartości współczynnika α ze wzrostem częstotliwości można wyjaśnić w sposób następujący: jeśli przyłożymy do zacisków emiter-baza w chwili t_1 impuls napięcia, to wywoła on dyfuzję nośników mniejszościowych ku kolektorowi. Nośniki te, chociaż opuszczają barierę emiter-baza w tym samym momencie czasu t_1, docierają do kolektora z różnym opóźnieniem ze względu na różne drogi, wzdłuż których poruszają się (rys. 2.19a).



Rys. 2.18. Wykresy przebiegów stosunku $\frac{a}{a_0}$ oraz fazy Θ zależnie od wartości $\frac{f}{f_{ga}}$:

linie ciągłe grube — obliczone dla przypadku określonego wzorem 2.47; linie przerywane — obliczone dla przypadku określonego wzorem 2.52; linie ciągłe cienkie — wykonane na podstawie pomiarów tranzystorów typu A 307 (krzywa *1*), typu A 120 (krzywa *2*), typu A 268 (krzywa *3*)

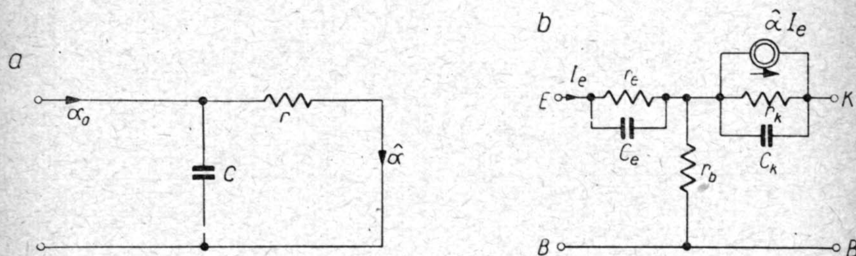


Rys. 2.19. Drogi nośników w czasie ich dyfuzji z emitera do kolektora:

a — w przypadku równoległych przejść *p-n;* b — w przypadku nierównoległych przejść *p-n*

Ta różnica dróg jest tym większa, im kształt bariery jest bardziej wypukły (rys. 2.19b) i im stosunek średnic kolektora i emitera jest większy.

Wyżej wymienione przyczyny wywołują rozrzut czasów przybycia Δt, czemu towarzyszy względny rozrzut fazy nośników $\Delta\varphi = \omega\Delta t$. Przy założonej pulsacji ω sygnału przesunięcie fazy $\Delta\varphi$ jest tym większe, im większy jest średni czas przelotu τ_{p}.



Rys. 2.20. Układy zastępcze:
a — odpowiadający zależności [2.47]; b — uwzględniający pojemność przejść *p-n*

Tranzystory o dużej wartości częstotliwości $f_{g\alpha}$ powinny więc mieć możliwie równoległe powierzchnie przejść *p-n* oraz małą odległość między nimi.

Z analizy wyrażeń [2.47] i [2.52], określających zależność α od częstotliwości, wynikają dwa rodzaje układów zastępczych odtwarzających prawidłowo przebieg α w funkcji częstotliwości, opisany powyższymi zależnościami.

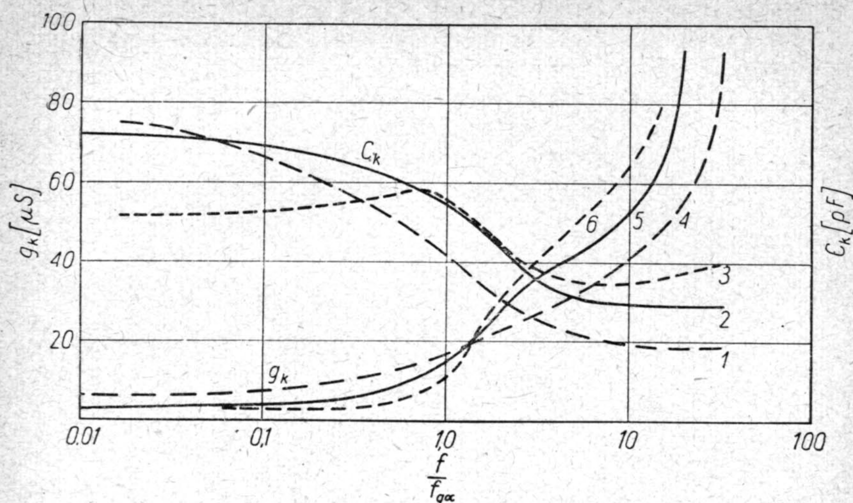
P i e r w s z y u k ł a d z a s t ę p c z y, którego charakterystyka częstotliwościowa jest reprezentowana przez zależność [2.47], jest układem rC o minimalnym przesunięciu fazowym.

Układ ten przedstawiono na rysunku 2.20a. Parametry tego układu zastępczego spełniają zależność:

$$2\pi rC = \frac{1}{f_{g\alpha}}. \qquad [2.53]$$

D r u g i u k ł a d z a s t ę p c z y, spełniający bardziej dokładną zależność [2.52], jest utworzony przez linię o długości l i stałych rozłożonych r i C tak dobranych, aby spełniały one warunek:

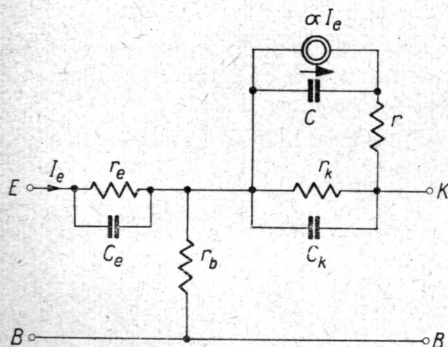
$$\cosh \sqrt{j 2\pi f_{g\alpha} rCl^2} = \frac{1}{\sqrt{2}}. \qquad [2.54]$$



Rys. 2.21. Wykres wypadkowej pojemności kolektora C_k i przewodności kolektora g_k w zależności od stosunku $\frac{f}{f_{g\alpha}}$ dla tranzystorów A 268 (krzywe *1* i *4*), A 120 (krzywe *2* i *5*), A 307 (krzywe *3* i *6*)

Z ostatniej zależności otrzymujemy:

$$f_{g\alpha} = \frac{2,43}{2\pi rCl^2}. \qquad [2.55]$$



Rys. 2.22. Układ zastępczy tranzystora uwzględniający przesunięcie fazowe współczynnika $\hat{\alpha}$

Rozważania dotychczasowe prowadzą do układu zastępczego na wielkich częstotliwościach, przedstawionego na rysunku 2.20b. Pomiary pojemności C_k i przewodności g_k w funkcji stosunku $\frac{f}{f_{g\alpha}}$ (rys. 2.21) wskazują, że wartość tych wielkości zależy od częstotliwości, przy czym zaczynają się one szybko zmieniać, gdy częstotliwość f jest większa od $f_{g\alpha}$. Jeśli układ zastępczy z rysunku 2.20b uzupełnić w sposób przedstawiony na rysunku 2.22 za

pomocą układu rC, włączonego między generator prądowy $a_o \hat{I}_e$ i oporność kolektora, to okazuje się, że wtedy admitancja kolektora jest zależna od pojemności C i od oporności r tego układu.

Admitancja $\hat{y}_{kb}$ ma bowiem następującą postać:

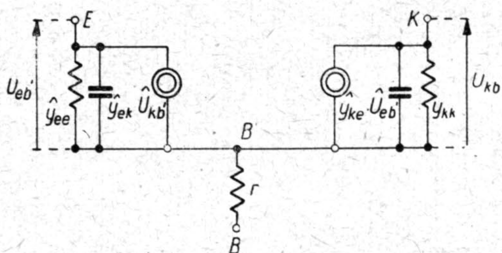
$$\hat{y}_{kb} = g_{kb} + jb_{kb} = \frac{1}{r_k} + j\omega C_k + \hat{y}_{rC} =$$

$$= \frac{1}{r_k} + \frac{\omega C_r^2}{1 + \omega^2 C^2 r^2} + j\omega \left(C_k + \frac{C}{1 + \omega^2 C^2 r^2} \right) =$$

$$= \frac{1}{r_k} + \frac{1}{r} \frac{1}{1 + \left(\frac{f_{ga}}{f} \right)^2} + j\omega \left[C_k + \frac{C}{1 + \left(\frac{f}{f_{ga}} \right)^2} \right]. \quad [2.56]$$

Jak wynika z zależności [2.56], przewodność g_{kb} rośnie ze wzrostem częstotliwości, zaś pojemność wypadkowa maleje. Na podstawie tej uproszczonej analizy możemy stwierdzić, że układ zastępczy z rysunku 2.20b powinien być stosowany w zakresie częstotliwości mniejszych od 0,5 f_{ga}, co widać również z wykresu na rysunku 2.21.

Ścisła analiza modelu tranzystora oparta na rozwiązaniu równania dyfuzji [2.45] prowadzi do układu zastępczego o wspólnej



Rys. 2.23. Układ zastępczy kształtu Π tranzystora w połączeniu *WB* na wielkich częstotliwościach

bazie przedstawionego na rysunku 2.23. Zaletą tego rodzaju układu zastępczego jest to, że wartości poszczególnych parametrów są stałe w szerokim zakresie częstotliwości.

Admitancje tego układu są określone następującymi wyrażeniami:

$$\left.\begin{aligned}
\hat{y}_{ee} &= \frac{1}{r_{ee}} \frac{1 + j\frac{f}{f_{ga}}}{1 + j\frac{f}{3f_{ga}}}, \\
\hat{y}_{ke} &= \frac{1}{r_{ee}} \frac{1}{1 + j\frac{f}{3f_{ga}}}, \\
\hat{y}_{ek} &= -\frac{1}{r_{ke}} \frac{1}{1 + j\frac{f}{3f_{ga}}}, \\
\hat{y}_{kk} &= \frac{1}{r_{ke}} \frac{1 + j\frac{f}{f_{ga}}}{1 + j\frac{f}{3f_{ga}}}.
\end{aligned}\right\} \qquad [2.57]$$

W wyrażeniach powyższych:

$$r_{ee} = \frac{kT}{eI_e}, \qquad [2.58]$$

przy czym zwykle

$$r_{ee} = \frac{25}{I_e} [\Omega] \text{ przy } T = 300^{\circ}\text{K},$$

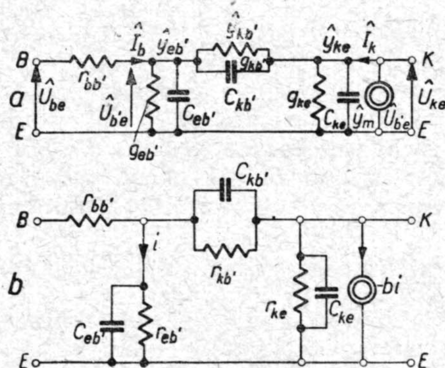
$$r_{ke} = -W_b \frac{1}{\frac{\partial W_b}{\partial U_k} I_k} \cdot \frac{1}{1 + \frac{1}{2}\frac{W_b^2}{L_{mb}^2}} \approx -W_b \frac{1}{\frac{\partial W_b}{\partial U_k} I_k}, \qquad [2.59]$$

gdyż dla większości tranzystorów $W_b^2 \ll L_{mb}^2$ oraz

$$f_{ga} = \frac{D_{mb}}{\pi W_b^2}. \qquad [2.60]$$

W praktyce układowej najczęściej stosuje się obecnie połączenie *WE*. Układ zastępczy dla tego przypadku ma postać przedstawioną na rysunku 2.24a, a jego admitancje określone są następującymi wzorami:

$$
\left.
\begin{aligned}
\hat{y}_{eb'} &= \frac{e}{kT} I_b + j\omega \frac{e}{kT} I_e \frac{W_b^2}{2 D_{mb}} = g_{eb'} + j\omega C_{eb'}, \\
\hat{y}_{kb'} &= - I_k \frac{\partial W_b}{\partial U_k} \frac{W_b}{2 L_{mb}^2} - j\omega I_k \frac{\partial W_b}{\partial U_k} \frac{W_b}{2 D_{mb}} = \\
&= g_{ke} \frac{W_b^2}{2 L_{mb}^2} - j\omega C_{kb'} = g_{kb'} - j\omega C_{kb'}, \\
\hat{y}_{ke} &= - \frac{I_k}{W_b} \frac{\partial W_b}{\partial U_k} - j\omega I_k \frac{\partial W_b}{\partial U_k} \frac{W_b}{6 D_{mb}} = g_{ke} - j\omega C_{ke}, \\
\hat{y}_m &= - \frac{e}{kT} I_k + j\omega \frac{e}{kT} I_k \frac{W_b^2}{6 D_{mb}} = - g_{eb'} b + j\omega \frac{\alpha}{3 \omega_{ga}} C_{eb'} .
\end{aligned}
\right\} \quad [2.61]
$$



Rys. 2.24. Układ zastępczy kształtu *Π* tranzystora w połączeniu *WE* na wielkich częstotliwościach:

a — wyrażony przez przewodności; b — wyrażony przez oporności

ponieważ

$$
\frac{\hat{I}_k}{\hat{I}_b} = b , \quad g_{eb'} = \frac{e}{kT} I_b
$$

i

$$
r_{eb'} = \frac{1}{g_{eb'}} = r_{ee} (b + 1) .
$$

Korzystając z podanych wyżej zależności można układ zastępczy podany na rysunku 2.24a sprowadzić do postaci przedstawionej na rysunku 2.24b. Typowe wartości parametrów dla stosowanych w praktyce tranzystorów wielkiej częstotliwości są równe:

$$r_{bb'} = 150\,\Omega, \quad b = 40, \quad r_{eb'} = 1000\,\Omega, \quad C_{eb'} = 1500\,\text{pF}, \quad C_{kb'} = 20\,\text{pF}$$

$$r_{kb'} = 2\,\text{M}\Omega, \quad r_{ke} = 0{,}1\,\text{M}\Omega, \quad C_{ke} = 2\text{pF} \quad \text{i} \quad g_m = \frac{1}{25}\,\text{S}.$$

2.4.2. Zależność impedancji i wzmocnienia tranzystora od częstotliwości

Mając ustalone układy zastępcze dla poszczególnych sposobów połączeń tranzystora możemy zbadać zależność od częstotliwości takich parametrów układu, jak zwarciowego współczynnika wzmocnienia prądowego, wzmocnienia mocy, impedancji wejściowej i wyjściowej.

Należy tu podkreślić, że analiza tych zależności ze względu na bardzo złożoną postać wyrażeń jest trudna. W wielu przypadkach ograniczymy się do rozpatrzenia tych zależności dla stosunkowo prostego układu zastępczego podanego na rysunku 2.20b, co pozwoli ocenić w wystarczającym stopniu wpływ poszczególnych parametrów tego układu na szerokość przenoszonego przezeń pasma częstotliwości oraz na charakter zmian impedancji.

2.4.2.1. Impedancja wejściowa tranzystora

Obliczymy teraz impedancję wejściową połączenia *WB* stosując układ zastępczy z rysunku 2.20b:

$$\hat{z}_{we\,(WB)} = \hat{z}_e + \hat{z}_b - \frac{\hat{z}_m \hat{z}_b}{\hat{z}_k + \hat{Z}_{obc}}. \qquad [2.62]$$

Biorąc pod uwagę następujące założenia:

$$\hat{\alpha} = \frac{\alpha_0}{1 + j\dfrac{f}{f_{g\alpha}}}, \quad \hat{z}_b \approx r_b, \quad \hat{z}_e = \frac{r_e}{1 + j\dfrac{f}{f_e}} \text{ przy } f_e = \frac{1}{2\pi C_e r_e},$$

$$\hat{z}_k = \frac{r_k}{1 + j\dfrac{f}{f_0}}, \quad \text{gdzie } f_0 = \frac{1}{2\pi C_k r_k} \quad \text{oraz } \hat{Z}_{obc} = R_{obc};$$

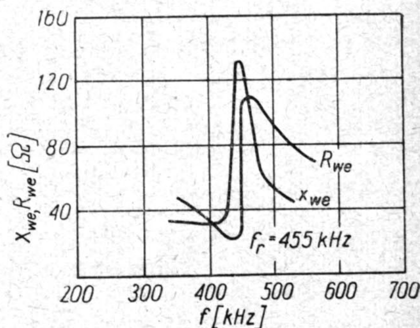
wyrażenie [2.62] możemy napisać w postaci:

$$\hat{z}_{we\,(WB)} = \frac{r_e}{1+j\frac{f}{f_e}} + r_b - \alpha_0 r_b \frac{1}{1+\frac{R_{obc}}{r_k}\left(1+j\frac{f}{f_0}\right)} \cdot \frac{1}{1+j\frac{f}{f_{ga}}} =$$

$$= \frac{r_e\left(1-j\frac{f}{f_e}\right)}{1+\left(\frac{f}{f_e}\right)^2} + r_b - \frac{\alpha_0 r_b}{1+\left(\frac{f}{f_{ga}}\right)^2} \times$$

$$\times \frac{1+\frac{R_{obc}}{r_k} - \frac{R_{obc}}{r_k}\frac{f^2}{f_{ga}f_0} - j\left[\frac{R_{obc}}{r_k}\frac{f}{f_0} + \left(1+\frac{R_{obc}}{r_k}\right)\frac{f}{f_{ga}}\right]}{\left(1+\frac{R_{obc}}{r_k}\right)^2 + \left(\frac{R_{obc}}{r_k}\frac{f}{f_0}\right)^2}. \qquad [2.63]$$

Analiza wyrażenia [2.63] wskazuje, że impedancja wejściowa przy obciążeniu czynnym ma charakter indukcyjny. Wartość modułu impedancji rośnie ze wzrostem częstotliwości. Duży wpływ na wartość impedancji wywiera częstotliwość f_0. Jeśli układ obciążony jest obwodem rezonansowym o impedancji $\hat{Z}_{obc}$ i jego częstotliwość rezonansowa jest stała, to przy zmianie częstotliwości w pobliżu częstotliwości rezonansowej obserwujemy gwałtowną zmianę impedancji wejściowej (suma $\hat{z}_k + \hat{Z}_{obc}$ w wyrażeniu [2.62] zmienia się przy przejściu przez rezonans). Powyższe ilustruje rysunek 2.25.



Rys. 2.25. Przebieg reaktancji i oporności wejściowej w zależności od częstotliwości sygnału w połączeniu *WB*

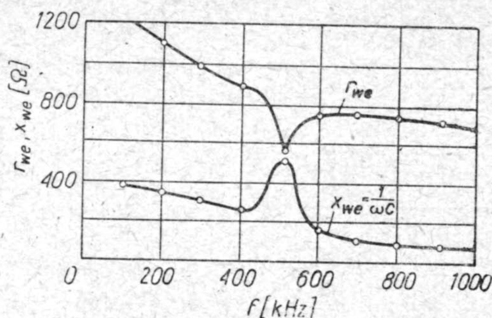
Przebieg impedancji wejściowej w funkcji częstotliwości w układzie *WE* obliczymy korzystając z układu zastępczego podanego na rysunku 2.24a. Impedancję $\hat{z}_{we}$ określimy z wyrażenia:

$$\hat{z}_{we\,(WE)} = r_{bb'} + \frac{1}{\hat{y}_{eb'} + \hat{y}_{kb'}\frac{\hat{y}_{ke}+\hat{y}_m+\hat{Y}_{obc}}{\hat{y}_{ke}+\hat{y}_{kb'}+\hat{Y}_{obc}}}, \qquad [2.64]$$

ponieważ na ogół spełniony jest warunek $\hat{y}_{eb}' \gg \hat{y}_{kb}'$, to w pierwszym przybliżeniu wyrażenie [2.64] przyjmuje postać:

$$\hat{z}_{we\,(WE)} \approx r_{bb'} + \frac{1}{\hat{y}_{eb'}} = r_{bb'} + \frac{r_{eb'}}{1 + \left(\frac{f}{f_e}\right)^2}\left(1 - j\frac{f}{f_e}\right). \qquad [2.65]$$

Wynika stąd, że impedancja wejściowa zmniejsza się ze wzrostem częstotliwości. Reaktancja ma charakter pojemnościowy i również maleje ze wzrostem częstotliwości. Przy obciążeniu układu obwodem rezonansowym zmianie częstotliwości w pobliżu częstotliwości rezonansowej obwodu towarzyszy gwałtowna zmiana impedancji wejściowej (rys. 2.26).



Rys. 2.26. Przebieg reaktancji i oporności wejściowej w zależności od częstotliwości sygnału w połączeniu *WE*

Typowe przebiegi modułu z_{we} i fazy Θ impedancji wejściowej $\hat{z}_{we}$ tranzystora w połączeniach *WB* i *WE* przedstawiono na rysunku 2.27.

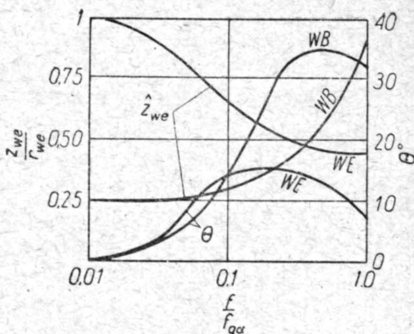
W przypadku układu *WK* wartość impedancji obciążenia $\hat{Z}_{obc}$ ma duży wpływ na impedancję wejściową:

$$\hat{z}_{we\,(WK)} \approx r_{bb'} + \frac{1}{\hat{y}_{kb'} + \hat{y}_{eb'}\dfrac{\hat{y}_m + \hat{y}_{ke} + \hat{Y}_{obc}}{\hat{y}_{ke} + \hat{y}_{eb'} + \hat{Y}_{obc}}}, \qquad [2.66]$$

co przy zwykle dużych wartościach $\hat{Y}_{obc}$ w przypadku dopasowania można napisać w postaci:

$$\hat{z}_{we\,(WK)} \approx r_{bb'} + \frac{1}{\hat{y}_{eb'}\left(\dfrac{\hat{y}_m}{\hat{Y}_{obc}} + 1\right)}. \qquad [2.67]$$

Jak wynika z zależności [2.67], przebieg impedancji $\hat{z}_{we}$ w funkcji częstotliwości ma charakter podobny jak w przypadku poprzednim.



Rys. 2.27. Zmiana stosunku $\frac{z_{we}}{r_{we}}$ oraz fazy Θ w zależności od stosunku $\frac{f}{f_{ga}}$ w połączeniach *WB* I *WE*

2.4.2.2. *Impedancja wyjściowa tranzystora*

Przeanalizujemy teraz zależność impedancji wyjściowej tranzystora od częstotliwości.

Impedancja wyjściowa w połączeniu *WB* ma wartość:

$$\hat{z}_{wy\,(WB)} \approx \hat{z}_k \left(1 - \frac{\hat{a}}{\frac{r_g}{r_b} + \frac{r_e}{r_b} \frac{1}{1 + j\frac{f}{f_e}} + 1} \right). \qquad [2.68]$$

Ponieważ stosunek $\frac{r_e}{r_b}$ wynosi mniej niż 0,2, to można przyjąć, że w pierwszym przybliżeniu mianownik jest równy $\frac{r_g}{r_b} + 1$, a więc

$$\hat{z}_{wy\,(WB)} = \frac{r_k}{1 + \left(\frac{f}{f_0}\right)^2} \left\{ 1 - \frac{A a_0}{1 + \left(\frac{f}{f_{ga}}\right)^2} \left(1 - \frac{f^2}{f_0 f_{ga}}\right) + \right.$$

$$\left. + j \left[\frac{A a_0}{1 + \left(\frac{f}{f_{ga}}\right)^2} \frac{f}{f_0} \left(1 + \frac{f_0}{f_{ga}}\right) - \frac{f}{f_0} \right] \right\}, \qquad [2.69]$$

gdzie

$$A = \frac{1}{\frac{r_g}{r_b} + 1}.$$

Ponieważ w większości przypadków $f_0 < f_{g\alpha}$, więc impedancja wyjściowa w połączeniu *WB* ma charakter pojemnościowy i szybko zmniejsza się przy wzroście częstotliwości. Przestrajanie rezonansowego obwodu wyjściowego wywołuje duże zmiany impedancji wyjściowej w pobliżu częstotliwości rezonansowej w sposób opisany w punkcie 2.4.2.1.

Przebieg impedancji wyjściowej w połączeniu *WE* zależnie od częstotliwości ma charakter bardzo podobny do przebiegu obserwowanego w połączeniu *WB*.

Rys. 2.28. Zmiana stosunku $\frac{z_{wy}}{r_{wy}}$ oraz fazy Θ w zależności od stosunku $\frac{f}{f_{g\alpha}}$ w połączeniach *WB* i *WE*

Typowe przebiegi modułu z_{wy} i fazy Θ impedancji wyjściowej $\hat{z}_{wy}$ tranzystora w połączeniach *WB* i *WE* przedstawiono na rysunku 2.28.

Wyrażenie na admitancję wyjściową obliczoną dla układu zastępczego przedstawionego na rysunku 2.24a ma postać następującą:

$$\hat{y}_{wy\,(WE)} = \hat{y}_{ke} + y_{kb'} + \frac{(\hat{y}_m - \hat{y}_{kb'})\,\hat{y}_{kb'}}{\hat{y}_{eb'} + \hat{y}_{kb'} + \frac{1}{r_{bb'} + \hat{Z}_g}}. \qquad [2.70]$$

Oznaczając wielkość $\frac{1}{r_{bb'} + \hat{Z}_g}$ przez $\hat{y}$ i przyjmując, że w zakresie częstotliwości f większych od 0,5 MHz stosunek $\frac{y_{ke}}{y_{kb'}}$ wynosi dla przeciętnych tranzystorów wielkiej częstotliwości poniżej 0,2, możemy napisać następujące wyrażenie przybliżone:

$$\hat{y}_{wy\,(WE)} \approx (\hat{y}_{ke} + \hat{y}_{kb'})\left[1 + \frac{\hat{y}_m}{\hat{y}_{eb'} + \hat{y}}\right]. \qquad [2.71]$$

Analiza wyrażenia [2.71] wskazuje, że impedancja wyjściowa $\frac{1}{\hat{y}_{we}}$ zmniejsza się ze wzrostem częstotliwości, a reaktancja ma charakter pojemnościowy.

Podobne wyniki daje analiza wyrażenia na impedancję wyjściową tranzystora w połączeniu *WK*.

2.4.2.3. *Współczynnik wzmocnienia prądowego*

Znajomość przebiegu zależności modułu k_i od częstotliwości umożliwia ocenę szerokości przenoszonego pasma ze względu na to, że wzmocnienie mocy układu tranzystorowego jest proporcjonalne do kwadratu k_i.

Wzmocnienie prądowe k_i określone jest dla połączenia *WB* w przypadku układu zastępczego, przedstawionego na rysunku 2.20, wzorem:

$$k_{i\,(WB)} = \frac{\hat{a}}{1 + \frac{\hat{Z}_{obc}}{\hat{z}_k}} \qquad [2.72]$$

zakładając $\hat{Z}_{obc} = R_{obc}$ i uwzględniając wyrażenie na $\hat{z}_k$ i $\hat{a}$, podane w punkcie 2.4.2.1., otrzymujemy:

$$\hat{k}_{i\,(WB)} = \frac{a_0}{\left(1 + j\frac{f}{f_{ga}}\right)\left[1 + \frac{R_{obc}\left(1 + j\frac{f}{f_0}\right)}{r_k}\right]} =$$

$$= \frac{a}{1 + \frac{R_{obc}}{r_k}\left(1 - \frac{f^2}{f_0 f_{ga}}\right) + j\left[\frac{f}{f_{ga}} + \frac{R_{obc}}{r_k}\left(\frac{f}{f_0} + \frac{f}{f_{ga}}\right)\right]}. \qquad [2.73]$$

Gdy $R_{obc} = 0$, wtedy współczynnik $\hat{k}_i = \hat{a}$, a więc szerokość przenoszonego pasma wynosi f_{ga}. W najbardziej ogólnym przypadku szerokość przenoszonego pasma określoną przez częstotliwość f' (przy której wartość k_i maleje o 3 dB) można wyznaczyć porównując część rzeczywistą i urojoną mianownika w wyrażeniu [2.73].

Jeśli pojemność kolektora C_k jest bardzo mała, więc $f_0 \gg f_{ga}$, i częstotliwość graniczna $f' \approx f_{ga}$.

Zbadajmy teraz, w jaki sposób zależy wzmocnienie prądowe połączenia *WE* od częstotliwości i od wartości impedancji obciążenia.

Współczynnik wzmocnienia prądowego $\hat{k}_{i(WE)}$ w połączeniu WE określony jest wzorem:

$$\hat{k}_{i(WE)} = \frac{\hat{a}}{1 - \hat{a} + \frac{\hat{Z}_{obc}}{\hat{z}_k}} \qquad [2.74]$$

Rozpatrzymy najpierw przypadek, gdy $\hat{Z}_{obc} = R_{obc} \ll \hat{z}_k$, a więc gdy $\hat{k}_{i(WE)} = \hat{b}$, czyli

$$\hat{b} = \frac{\hat{a}}{1 - \hat{a}}. \qquad [2.75]$$

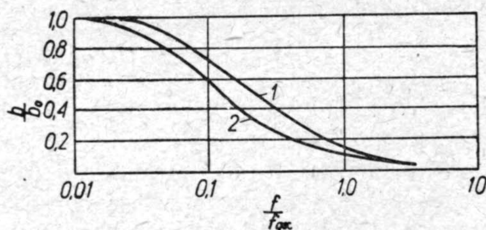
Podstawiając na $\hat{a}$ jej wartość z wyrażenia [2.47] otrzymamy:

$$\hat{b} = \frac{a_0}{1 - a_0 + j\frac{f}{f_{ga}}}. \qquad [2.76]$$

Wartość $\hat{b}$ maleje do wartości $\frac{1}{\sqrt{2}} b_0$ (gdzie b_0 jest wzmocnieniem prądowym na małych częstotliwościach), gdy:

$$f'_b = (1 - a_0) f_{ga}. \qquad [2.77]$$

Jak wynika ze wzoru [2.77], częstotliwość graniczna f'_b połączenia WE obciążonego małą opornością jest znacznie mniejsza od częstotliwości granicznej połączenia WB i wynosi przy przeciętnie spotykanych wartościach częstotliwości granicznej kilka zaledwie procent wartości f_{ga} (rys. 2.29).



Rys. 2.29. Zmiana stosunku $\frac{b}{b_0}$ w zależności od stosunku $\frac{f}{f_{ga}}$ dla tranzystorów A 268 (krzywa *1*) i A 120 (krzywa *2*)

Gdy impedancja $\hat{Z}_{obc}$ jest opornością czynną i ma dużą wartość, wtedy wzmocnienie prądowe $k_{i(WE)}$ jest określone równaniem:

$$\hat{k}_{i(WE)} = \frac{a_0 \dfrac{1}{1 + j\dfrac{f}{f_{ga}}}}{1 - a_0 \dfrac{1}{1 + j\dfrac{f}{f_{ga}}} + \dfrac{R_{obc}}{r_k}\left(1 + j\dfrac{f}{f_0}\right)} =$$

$$= \frac{a_0}{1 - a_0 + \dfrac{R_{obc}}{r_k}\left(1 - \dfrac{f^2}{f_{ga} f_0}\right) + j\left[\dfrac{f}{f_{ga}} + \dfrac{R_{obc}}{r_k}\left(\dfrac{f}{f_{ga}} + \dfrac{f}{f_0}\right)\right]}. \quad [2.78]$$

Przebieg tej zależności przy różnych wartościach stosunku $\dfrac{R_{obc}}{r_k}$ przedstawiono na rysunku 2.30.

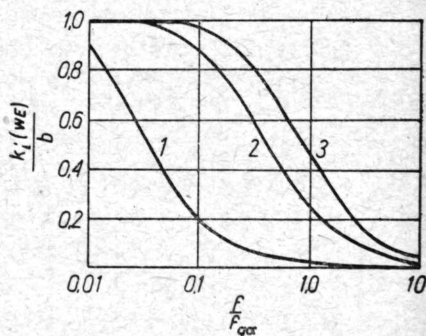
Porównując części rzeczywistą i urojoną mianownika w wyrażeniu [2.78] znajdujemy taką częstotliwość f'_{ki}, przy której wielkość $k_{i(WE)}$ maleje $\dfrac{1}{\sqrt{2}}$ -krotnie.

Wielkość f'_{ki} jest funkcją stosunków $\dfrac{f}{f_{ga}}$, $\dfrac{f}{f_0}$ i $\dfrac{R_{obc}}{r_k}$.

W przypadku gdy pojemność C_k jest bardzo mała, otrzymujemy na f'_{ki} następujące wyrażenie:

$$f'_{ki} \approx \left(1 - \frac{a_0}{1 + \dfrac{R_{obc}}{r_k}}\right) f_{ga}. \quad [2.79]$$

Z wyrażenia [2.79] wynika, że wartość oporności R_{obc} wpływa w dużym stopniu na częstotliwość graniczną f'_{ki}. Wzrost pojemności C_k, a więc zmniejszanie się częstotliwości f_0, wywołuje dalsze zmniejszenie częstotliwości granicznej f'_{ki}.



Rys. 2.30. Zmiana stosunku $\dfrac{k_{i(WE)}}{b}$ w zależności od stosunku $\dfrac{f}{f_{ga}}$ przy $f_0 \gg f_{ga}$:
1 — dla $\dfrac{R_{obc}}{r_k} = 0$; *2* — dla $\dfrac{R_{obc}}{r_k} = 0,3$; *3* — dla $\dfrac{R_{obc}}{r_k} = 1$

W przypadku układu zastępczego, przedstawionego na rysunku 2.24b, współczynnik $\hat{k}_{i(WE)}$ może być obliczony ze wzoru:

$$\hat{k}_{i(WE)} = \frac{(\hat{y}_m + \hat{y}_{kb'})\hat{Y}_{obc}}{(\hat{y}_{eb'} + \hat{y}_{kb'})(\hat{y}_{ke} + \hat{y}_{kb'} + \hat{Y}_{obc}) + (\hat{y}_m - \hat{y}_{kb'})\hat{y}_{kb'}}. \qquad [2.80]$$

Wzór ten przy $\hat{y}_{kb'} \ll \hat{y}_m$ i $\hat{y}_{eb'} \gg \hat{y}_{kb'}$ można napisać w sposób następujący:

$$\hat{k}_{i(WE)} \approx \frac{\hat{Y}_{obc}}{\frac{\hat{y}_{eb'}}{\hat{y}_m}(\hat{y}_{ke} + \hat{y}_{kb'} + \hat{Y}_{obc}) + \hat{y}_{kb'}}. \qquad [2.81]$$

Jeśli obciążenie spełnia warunek $\hat{Y}_{obc} = G_{obc}$, to częstotliwość graniczną można określić przyrównując część rzeczywistą i urojoną mianownika w wyrażeniu [2.81]. Otrzymuje się w ten sposób wyrażenie, z którego można wyznaczyć częstotliwość graniczną układu zależnie od częstotliwości f_{ga}, przewodności obciążenia G_{obc} oraz pozostałych charakterystycznych parametrów układu zastępczego. Obliczenie tego przebiegu jest bardzo uciążliwe pod względem rachunkowym. Wyniki doświadczeń dają charakter przebiegu podobny do przedstawionego na rysunku 2.30.

Współczynnik wzmocnienia prądowego $\hat{k}_{i(WK)}$ w połączeniu WK określa się wzorem podobnym do wzoru otrzymanego dla połączenia WE:

$$\hat{k}_{i(WK)} = \frac{1}{1 - \frac{\alpha_0}{1 + j\frac{f}{f_{ga}}} + \frac{R_{obc}}{r_k}\left(1 + j\frac{f}{f_0}\right)}. \qquad [2.82]$$

Przebieg tej zależności przy zmianie częstotliwości f ma charakter podobny do przebiegu przedstawionego na rysunku 2.30.

2.4.2.4. *Współczynnik wzmocnienia mocy*

Analiza zależności współczynnika wzmocnienia mocy czynnej k_p od częstotliwości umożliwia określenie szerokości przenoszonego pasma oraz określenie wpływu poszczególnych parametrów układu na szerokość tego pasma.

Rozpatrzmy wyrażenie na wzmocnienie mocy w połączeniu WB:

$$k_{p(WB)} = \frac{|\hat{I}_2|^2 \operatorname{Re}(\hat{Z}_{obc})}{|\hat{I}_1|^2 \operatorname{Re}(z_{we})} = |\hat{k}_i|^2 \frac{R_{obc}}{\operatorname{Re}(\hat{z}_{we})} =$$

$$= \left|\frac{\hat{a}}{1+\frac{R_{obc}}{\hat{z}_k}}\right|^2 \frac{R_{obc}}{r_e + r_b - a\frac{r_b}{1+\left(\frac{f}{f_{ga}}\right)^2} \frac{1+\frac{R_{obc}}{r_k}\left(1-\frac{f^2}{f_0 f_{ga}}\right)}{\left(1+\frac{R_{obc}}{r_k}\right)^2 + \left(\frac{R_{obc}}{r_k}\frac{f}{f_0}\right)^2}} =$$

$$= \frac{a_0^2 R_{obc}}{\left[1+\frac{R_{obc}}{r_k}\left(1-\frac{f^2}{f_0 f_{ga}}\right)\right]^2 + \left[\frac{f}{f_{ga}} + \frac{R_{obc}}{r_k}\left(\frac{f}{f_0}+\frac{f}{f_{ga}}\right)\right]^2} \times$$

$$\times \frac{1}{r_e + r_b\left[1 - \frac{a_0}{1+\left(\frac{f}{f_{ga}}\right)^2} \cdot \frac{1+\frac{R_{obc}}{r_k}\left(1-\frac{f^2}{f_0 f_{ga}}\right)}{\left(1+\frac{R_{obc}}{r_k}\right)^2 + \left(\frac{R_{obc}}{r_k}\frac{f}{f_0}\right)^2}\right]} \qquad [2.83]$$

W przypadku gdy pojemność C_k jest bardzo mała, tak że $\frac{f}{f_0}$ jest w zakresie rozpatrywanych częstotliwości f znacznie większe od f_{ga}, wtedy wielkość k_p przyjmuje przybliżoną wartość:

$$k_p \approx \frac{a_0^2 R_{obc}}{\left(1+\frac{R_{obc}}{r_k}\right)^2 \left[1+\left(\frac{f}{f_{ga}}\right)^2\right]} \cdot \frac{1}{r_e + r_b\left[1 - \frac{a_0}{1+\left(\frac{f}{f_{ga}}\right)^2} \cdot \frac{1}{1+\frac{R_{obc}}{r_k}}\right]} \qquad [2.84]$$

Porównując powyższą zależność z wielkością k_{po}:

$$k_{po} = \frac{a_0^2 R_{obc}}{\left(1+\frac{R_{obc}}{r_k}\right)} \cdot \frac{1}{r_e + r_b\left(1 - \frac{a_0}{1+\frac{R_{obe}}{r_k}}\right)}, \qquad [2.85]$$

którą uzyskuje się przy częstotliwościach małych, przy $f \ll f_{g\alpha}$, otrzymamy, że w pierwszym przybliżeniu k_p jest odwrotnie proporcjonalne do wyrażenia $1+\left(\frac{f}{f_{g\alpha}}\right)^2$. Ponadto im mniejsza jest wartość oporności bazy, tym szersze jest przenoszone pasmo.

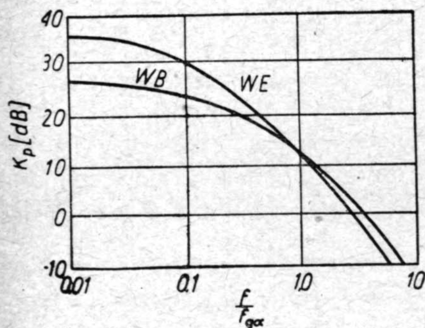
W połączeniu *WE* wzmocnienie mocy określone jest zależnością:

$$k_{p(WE)} = \left|\frac{\hat{y}_m - \hat{y}_{kb'}}{\hat{y}_{ke} + \hat{y}_{kb'} + \hat{Y}_{obc}}\right|^2 \frac{G_{obc}}{g_{we}}. \qquad [2.86]$$

Ponieważ z dużym przybliżeniem

$$g_{we} \approx \frac{1}{r_{bb'} + \dfrac{r_{eb'}}{\left(1+\dfrac{f}{f_e}\right)^2}},$$

więc o szerokości pasma będzie przede wszystkim decydować zależność pierwszego czynnika od częstotliwości.



Rys. 2.31. Zależność wzmocnienia mocy k_p od stosunku $\frac{f}{f_{g\alpha}}$ dla połączenia *WB* i *WE*

Z rozwinięcia wyrażenia [2.86], w którym przyjęto, że $\hat{y}_{kb}' \ll \hat{y}_m$ oraz $\hat{Y}_{obc} = G_{obc}$, otrzymuje się następujący przybliżony wzór na częstotliwość graniczną f':

$$f' \approx \frac{g_{ke} + G_{obc}}{C_{eb'}}. \qquad [2.87]$$

Jak wynika ze wzoru [2.87], częstotliwość graniczna połączenia *WE* jest zależna od częstotliwości $f_{g\alpha}$, gdyż C_{eb}' jest również funkcją częstotliwości, zaś g_{ke} jest funkcją współczynnika α (względnie b). Typowe przebiegi współczynnika wzmocnienia mocy k_p w funkcji stosunku $\frac{f}{f_{g\alpha}}$ dla połączeń *WB* i *WE* pokazano na rysunku 2.31.

Z przytoczonych rozważań wynika, że analityczne określenie przebiegu współczynnika wzmocnienia k_p w zależności od częstotliwości jest bardzo trudne i może być wykonane jedynie w sposób bardzo przybliżony.

2.4.3. Stabilność prostych układów tranzystorowych na wielkich częstotliwościach

Rozważania dotyczące stabilności układów tranzystorowych, przeprowadzone w punkcie 2.3, wykazały, że układy te przy użyciu tranzystorów warstwowych są całkowicie stabilne w zakresie małych częstotliwości. Analiza układu tranzystorowego, w którym tranzystor z dostatecznym przybliżeniem jest równoważny układowi kształtu π przedstawionemu na rysunku 2.24a i b, wskazuje, że na wielkich częstotliwościach układ tego rodzaju może stać się w pewnych warunkach niestabilny.

Dzieje się to wskutek oddziaływania obwodu wyjściowego na obwód wejściowy przez admitancje $\hat{y}_{kb'}$ i $\hat{y}_{eb'}$. Obwody wejściowy i wyjściowy muszą być ponadto obwodami rezonansowymi. Mamy tu do czynienia ze zjawiskami, które obserwuje się we wzmacniaczach rezonansowych lampowych w wyniku oddziaływania napięć anody na napięcie siatki przez pojemność anoda-siatka.

Warunek powstania drgań w tranzystorach określa się najprościej stosując parametry macierzy h, a mianowicie:

$$H^2_{(Im)} \geqslant 4\, h_{11(Re)} \cdot h_{22(Re)} [h_{11(Re)} \cdot h_{22(Re)} - H_{(Re)}] \,. \qquad [2.88]$$

Poszczególne wielkości tego wyrażenia mają następujące znaczenia:

$$\hat{h}_{11} = h_{11(Re)} + j h_{11(Im)}\,,$$
$$\hat{h}_{22} = h_{22(Re)} + j h_{22(Im)}\,, \qquad [2.89]$$
$$\hat{h}_{12} \hat{h}_{21} = \hat{H} = H_{(Re)} + j H_{(Im)}\,,$$

gdzie indeksy (Re) i (Im) oznaczają odpowiednio parametry oporowe i impedancyjne.

Analiza warunku [2.88] dla wszystkich trzech rodzajów połączeń tranzystorów wykazuje, że istnieje szeroki zakres częstotliwości, dla których warunek wzbudzenia się drgań jest spełniony.

Najmniejszą na przykład częstotliwość, przy której w połączeniu *WE* mogą powstać drgania, określa równanie:

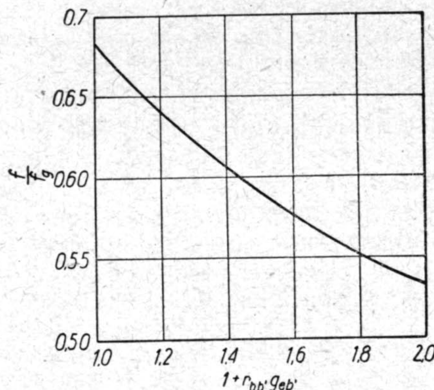
$$f^2 = \frac{1 + r_{bb'} g_{eb'}}{2\, b_0^2\, C_{kb'}^2} \left[g_{ke} + (1 + b_0)\, g_{kb'} \right] \times$$
$$\times \left[(g_{ke} + g_{kb'})(1 + r_{bb'} g_{eb'}) + r_{bb'} g_m g_{kb'} \right] . \qquad [2.90]$$

Częstotliwość ta może być równa nawet około 4000 Hz.

Największa częstotliwość, przy której drgania mogą jeszcze powstawać, zależy od częstotliwości f_g określonej zależnością:

$$f_g = \frac{1 + r_{bb'} g_{eb'}}{2 \pi r_{bb'} C_{eb'}}, \qquad [2.91]$$

i może być wyznaczona z wykresu przedstawionego na rysunku 2.32. Częstotliwość ta może wynosić nawet 200 kHz.



Rys. 2.32. Zależność stosunku $\frac{f}{f_{ga}}$ od wielkości $1 + r_{bb'}\ g_{eb'}$

W celu zapewnienia stabilności układu stosuje się neutralizację, której celem jest kompensacja szkodliwego sprzężenia powstającego na admitancji $y_{eb'}$.

LITERATURA

1. *J. Bardeen, W. M. Brattain:* The Transistor A Semiconducting Triode. Physical Review, July 15, 1948.
2. *J. Bardeen, W. M. Brattain:* Physical Principles Involved in Transistor Action. BSTJ, t. 28, nr 2, 1949.
3. *H. Beneking:* Kennwerte für Transistoren. AEÜ, nr 2, 1954.
4. *J. Budinský:* Charakteristickie veličiny transistorů. Slaboproudý Obzor, 16, 1955.
5. *A. Coblenz, H. Owens:* Equivalent Transistor Circuits and Equations, Electronics, September, 1953.
6. *W. T. Cocking:* Transistor Equivalent Circuits. Wirelees World. July — August, 1955.
7. *J. M. Early:* Design Theory of Junction Transistors. BSTJ, nr 6, 1953,
8. *R. A. Fikiedotow:* Kristaliczeskije triody, 1955.

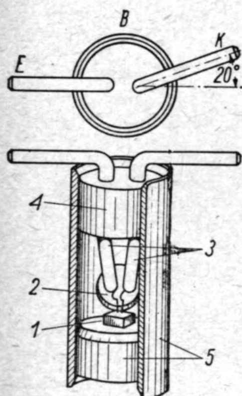
9. *A. Filipkowski:* Schematy zastępcze czynnych czwórników liniowych. Przegląd Telekomunikacyjny, Nr 7, 1955.
10. *L. J. Giacoletto:* Terminology and Equations for Linear Active Four-terminal Networks Including Transistors. RCA Review, 1, 1953.
11. *L. J. Giacoletto:* Junction Transistor Characteristics at Low and Medium Frequencies. Proc. the Nat. El. Cont., vol. VIII, 1952.
12. *J. E. Golay:* Equivalent Circuit of the Transistor. PIRE, March, 1952.
13. *G. Knight, R. A. Johnson, R. B. Holt:* Measurement of the Small Signal Parameters of Transistor. PIRE, August, 1953.
14. *L. Kubát:* Transistor jako lineárni čtyřpol. Slaboproudý Obz., 16, 1955.
15. *H. Neidhart:* Transistor-Ersatzschaltungen für die Basisschaltung. — Radiotechnik, 7, 1954.
16. *W. Rosiński:* Tranzystory. Rozprawy elektrotechniczne, t. 1, z. 5. 1956.
17. *W. Rosiński:* Tranzystory. Przegląd Telekomunikacyjny, nr 5, 1954.
18. *R. Ryder, R. Kircher:* Some Circuit Aspects of the Transistor. BSTJ, July, 1949.
19. *J. Shaffner:* Junction Transistor Applications. Advan. in Electronics, t. V, 1954.
20. *J. Shekel:* Matrix Representation of Transistor Circuits. PIRE, nr 40, 1952.
21. *R. F. Shea:* Principles of Transistor Circuits, 1954.
22. *M. Strutt:* Transistoren, 1954.
23. *J. Tauc:* Krystalove diody a triody. Praha 1952.
24. *R. Wallace, W. Pietenpol:* Some Circuit Properties and Applications of *n-p-n* Transistor. BSTJ, July, 1951.

Rozdział 3

KONSTRUKCJE I CECHY EKSPLOATACYJNE TRANZYSTORÓW I ICH UKŁADÓW

3. 1. KONSTRUKCJE TRANZYSTORÓW

Wielka różnorodność konstrukcji tranzystorów stwarza pewne trudności w opisaniu ich specyficznych cech konstrukcyjnych. Dlatego też rozpatrzymy najbardziej charakterystyczne typy konstrukcyjne tranzystorów ostrzowych i warstwowych w porządku chronologicznym.



Rys. 3.1. Konstrukcja tranzystora ostrzowego typu *A* (pierwszy model):

1 — płytka germanowa; 2 — ostrza fosforobrązowe; 3 — pręciki metalowe stanowiące odprowadzenie ostrzy emitera i kolektora; 4 — izolator; 5 — części metalowe stanowiące odprowadzenie bazy

3.1.1. Konstrukcje tranzystorów ostrzowych

Pierwszym z wykonanych tranzystorów był t r a n z y s t o r o s t r z o w y t y p u *A* (rys. 3.1), nazwany tak ze względu na sposób ustawienia ostrzy na płytce germanowej.

Wadą konstrukcyjną tego tranzystora, nie pozwalającą na wprowadzenie go do produkcji seryjnej, był sposób doprowadzenia ostrzy emitera i kolektora. Ostrza te bowiem narażone były stale na ześlizgiwanie się z ich położenia normalnego na płytce wskutek nieznacznych nawet mechanicznych odkształceń drutów, stanowiących ich elektryczne odprowadzenia na zewnątrz tranzystora.

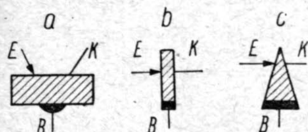
Dlatego też dalsze prace mające na celu polepszenie konstrukcji tranzystorów ostrzowych poszły w trzech zasadniczych kierunkach:

a) ulepszenia konstrukcji tranzystora typu *A* (rys. 3.2a);

b) opracowania tranzystora osiowego (rys. 3.2b);
c) opracowania tranzystora stożkowego (rys. 3.2c).

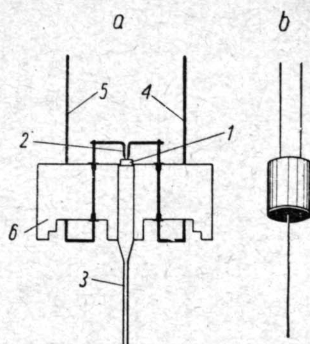
W wyniku tych prac otrzymano szereg bardzo ciekawych konstrukcji zasługujących na szersze omówienie.

Najczęściej spotykaną konstrukcję tranzystora typu *A* przedstawiono na rysunku 3.3a. Jest to



Rys. 3.2. Schematyczne przedstawienie niektórych konstrukcji tranzystorów ostrzowych:

a — tranzystor typu *A*; b — tranzystor osiowy; c — tranzystor stożkowy



Rys. 3.3. Tranzystor ostrzowy GET1:

a — schemat konstrukcji; b — widok ogólny: *1* — płytka germanowa; *2* — ostrza fosforobrązowe; *3* — odprowadzenie bazy; *4* — odprowadzenie emitera; *5* — odprowadzenie kolektora; *6* — kształtka izolacyjna

konstrukcja angielskiego tranzystora ostrzowego GET1, którego widok ogólny pokazano na rysunku 3.3b.

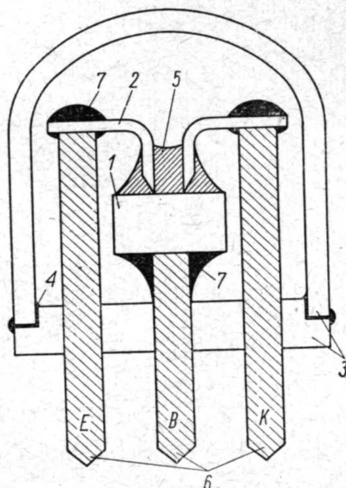
Tranzystor ten jest stosowany w układach wzmacniających, generacyjnych, a nawet przełączających, ponieważ ma dużą moc admisyjną wynoszącą około 100 mW.

Zaletą konstrukcji tranzystora GET1 jest przede wszystkim sposób odprowadzenia ostrzy emitera i kolektora oraz to, że są one wraz z odprowadzeniem bazy umocowane w jednej kształtce wykonanej z materiału o małym współczynniku rozszerzalności cieplnej. W ten sposób konstrukcja ta eliminuje ewentualne zmiany położenia ostrzy na płytce germanowej wskutek odkształcenia drutów stanowiących ich elektryczne odprowadzenie na zewnątrz tranzystora.

Ostrza stanowiące elektrody emitera i kolektora wykonane są z zaostrzonych drucików fosforobrązowych przyspawanych punktowo do drutów spełniających rolę odprowadzeń tych elektrod. Płytka germanowa, która stanowi bazę, przylutowana jest do stosunkowo grubego pręcika metalowego, będącego jej odprowadzeniem elektrycznym i odprowadzającego wytwarzającą się energię cieplną.

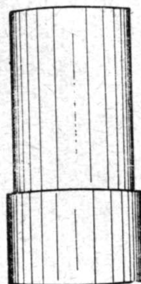
Konstrukcja tranzystora GET1 jest typowa dla tranzystorów produkowanych na Zachodzie, które mogą się jedynie różnić między sobą sposobem wyprowadzenia elektrod.

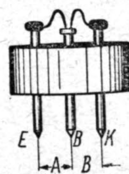
Nieco inną budowę posiadają tranzystory przedstawione na rysunkach 3.4 i 3.5.



Rys. 3.4. Konstrukcja tranzystora ostrzowego produkowanego w CSR:

1 — płytka germanowa; 2 — ostrza fosforobrązowe; 3 — szklana obudowa; 4 — klej; 5 — masa zabezpieczająca powierzchnię germanu przed wilgocią; 6 — pręciki metalowe stanowiące odprowadzenie elektrod emitera, bazy i kolektora; 7 — lut





Rys. 3.5. Tranzystor ostrzowy TP4 produkowany w Zakładzie Elektroniki IPPT

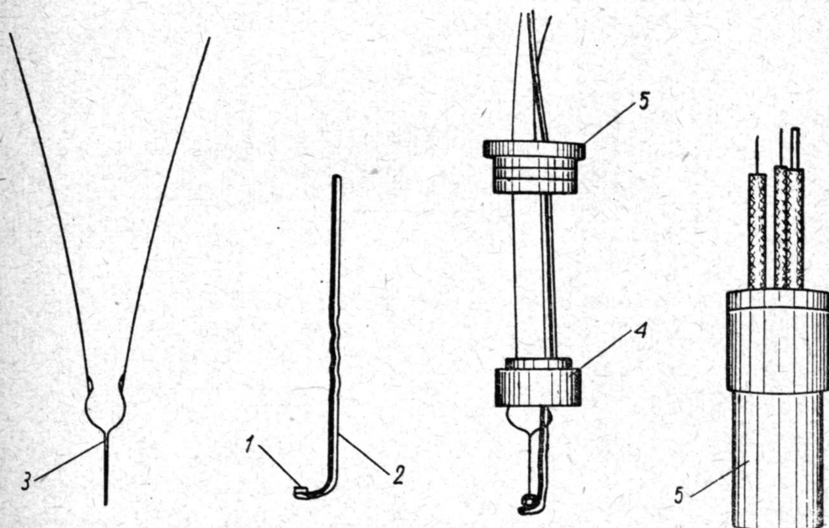
Pierwszy z nich opracowano w Czechosłowacji, drugi w Polsce, w Zakładzie Elektroniki Instytutu Podstawowych Problemów Techniki PAN.

Tranzystory te mają prostszą konstrukcję od poprzednio opisanych, a ponadto ostrza emitera i kolektora nie są spawane, lecz przylutowane do pręcików stanowiących ich odprowadzenie elektryczne.

Zaletą tych tranzystorów jest również to, że przystosowane są one do wtykania w odpowiednie podstawki, które są na stałe wlutowane do układu. Pozwala to z jednej strony na szybką wymianę

tranzystorów, z drugiej zaś na uniknięcie niepożądanych skutków w przypadku bezpośredniego wlutowywania odprowadzeń tranzystora do układu.

Inną bardzo ciekawą i odmienną od poprzednio opisanych konstrukcją tranzystora ostrzowego typu *A* jest tranzystor TP2 wykonany również w Zakładzie Elektroniki IPPT (rys. 3.6).



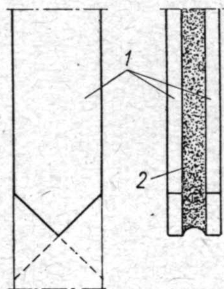
Rys. 3.6. Tranzystor ostrzowy TP2 produkowany w Zakładzie Elektroniki IPPT:

1 — płytka germanowa; 2 — trzymak stanowiący jednocześnie odprowadzenie bazy; 3 — ostrza fosforobrązowe z odprowadzeniami emitera i kolektora; 4 — krążek bakelitowy służący do montażu tranzystora; 5 — obudowa

Cechą szczególną tranzystora TP2 jest sposób wykonania elektrod emitera i kolektora, zapewniający stałość ich wzajemnej odległości, co bardzo ułatwia montaż i stwarza niezbędne warunki dla produkcji tranzystorów o małym rozrzucie parametrów. Konstrukcja ta (rys. 3.7) polega na ścisłym ustaleniu odległości elektrod przez wykonanie ich z wąskiej tasiemki fosforobrązowej i wzajemne sklejenie w odległości określonej grubością przekładki izolacyjnej lub odpowiedniego kleju. Sklejony zespół poddaje się dwukrotnemu obcięciu (linia przerywana na rys. 3.7) w sposób, który pozwala na otrzymanie jednakowej długości ostrzy obu elektrod.

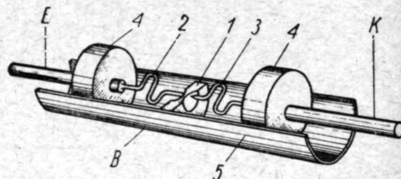
Tranzystor TP2 może być zestawiany ręcznie, zaś operacje towarzyszące temu procesowi są następujące:

Odpowiednio ukształtowane ostrza fosforobrązowe *3* (rys. 3.6), zaopatrzone w odprowadzenia wykonane z cienkich drucików miedzianych, wkleja się do kształtki bakelitowej *4*, w której umocowuje się również trzymak *2* z nalutowaną płytką germanową *1*.



Rys. 3.7. Schemat konstrukcji elektrod emitera i kolektora w tranzystorze ostrzowym TP2:

1 — taśma fosforobrązowa; *2* — przekładka izolacyjna



Rys. 3.8. Konstrukcja tranzystora osiowego:

1 — płytka germanowa; *2* — ostrze emitera; *3* — ostrze kolektora; *4* — izolatory; *5* — obudowa i jednocześnie odprowadzenie bazy

Styki elektrod ostrzowych z germanem uzyskuje się poprzez odpowiednią manipulację trzymakiem, który może być przesuwany pionowo oraz obracany dokoła swej osi. Zestawiany zespół impregnuje się i zamyka w oprawce *5*.

Wspólną wadą wszystkich konstrukcji tranzystorów ostrzowych typu *A* jest ich niewielka trwałość, która zależy w znacznym stopniu od wartości prądu emitera. Zbyt duża bowiem wartość tego prądu wywołuje zwarcie kolektora z emiterem wskutek nadmiernego wzrostu przewodności powierzchniowej płytki germanu.

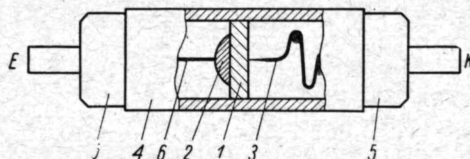
Dalsze prace zmierzające w kierunku znalezienia konstrukcji nie mającej wad tranzystora typu *A* doprowadziły do opracowania t r a n z y s t o r a o s i o w e g o (rys. 3.8).

Tranzystor osiowy poza prostą konstrukcją ma i tę zaletę, że eliminuje całkowicie możliwość zwarcia emitera z kolektorem, gdyż ostrza ich ustawione są po przeciwległych stronach płytki germanowej.

Tranzystor osiowy ma małą częstotliwość graniczną ze względu na dużą odległość między ostrzami emitera i kolektora, ponieważ

kruchość germanu nie pozwala na wykonywanie płytek o grubości mniejszej od 60 ÷ 80 μ.

Pewną odmianą tranzystora osiowego jest tranzystor ostrzowo-warstwowy, opracowany w Zakładzie Elektroniki IPPT, którego schemat konstrukcji pokazano na rysunku 3.9.

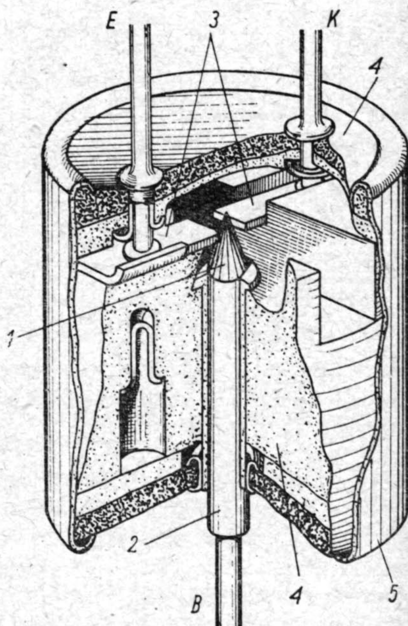


Rys. 3.9. Konstrukcja tranzystora ostrzowo-warstwowego:

1 — płytka germanowa; 2 — ind; 3 — ostrze kolektora; 4 — obudowa metalowa; 5 — izolator; 6 — odprowadzenie emitera

Tranzystor ostrzowo-warstwowy ma tę przewagę nad tranzystorem osiowym, że przy dużej mocy admisyjnej (kilkaset mW) ma duży współczynnik wzmocnienia prądowego α. Tranzystor ten może być stosowany zarówno w układzie generatora, jak i przekaźnika.

Na rysunku 3.10 przedstawiono konstrukcję tranzystora stożkowego, produkowanego przez General Electric Company. Nazwa pochodzi stąd, że bazę jego stanowi bryłka germanu wykonana w postaci stożka. Stała odległość elektrod emitera i kolektora zapewnia mały rozrzut parametrów, podobnie jak to miało miejsce w przypadku tranzystora TP2; jednakże montaż tego tranzystora wymaga bardziej precyzyjnych urządeń.



Rys. 3.10. Konstrukcja tranzystora stożkowego:

1 — stożek germanowy; 2 — słupek metalowy stanowiący odprowadzenie bazy; 3 — sprężynki fosforobrązowe; 4 — izolator; 5 — obudowa metalowa

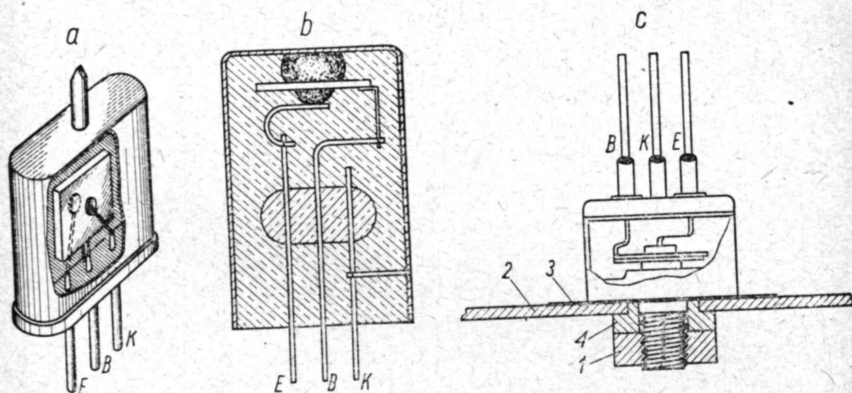
3.1.2. Konstrukcje tranzystorów warstwowych

Różnice istniejące pomiędzy poszczególnymi konstrukcjami tranzystorów warstwowych wynikają przede wszystkim ze sposobu wykonywania tych tranzystorów.

W chwili obecnej rozróżniamy następujące typy tranzystorów warstwowych:

a) tranzystory stopowe,
b) tranzystory wyciągane,
c) tranzystory dyfuzyjne,
d) tranzystory otrzymywane metodą elektrochemiczną.

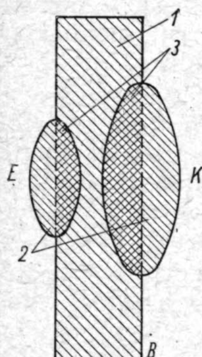
Te ostatnie można zaliczyć do grupy tranzystorów warstwowych ze względu na bardzo podobne wartości parametrów elektrycznych.



Rys. 3.11. Konstrukcje warstwowych tranzystorów stopowych:
a — tranzystor małej mocy; b — tranzystor średniej mocy; c — tranzystor dużej mocy; 1 — nakrętka; 2 — podstawa; 3 — krążek mikowy; 4 — podkładka izolacyjna

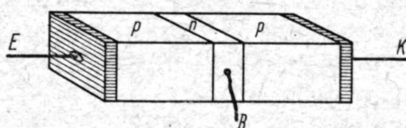
Na rysunku 3.11 przedstawiono trzy rodzaje konstrukcji tranzystorów stopowych o różnych mocach. Każdy z nich wykonany został według tego samego procesu technologicznego polegającego na stopieniu kulek indowych, umieszczonych na płytce germanowej po przeciwnych stronach, w takiej temperaturze, która zapewnia wytworzenie się w płytce germanowej prawidłowych przejść *p-n*. W wyniku tego procesu półkule indowe (rys. 3.12)tworzą niskoomowe połączenia obwodu zewnętrznego z obszarami o przewodnictwie typu *p*. Bazą takiego tranzystora jest płytka germanowa, której brzegi metalizuje się galwanicznie w celu łatwiejszego przylutowania odprowadzenia. Do półkul indowych,

z których mniejsza jest emiterem, a większa kolektorem, przylutowuje się odprowadzenia z miękkiego drutu (rys. 3.11 a) albo tworzy się takie odprowadzenia, jak pokazano na rysunku 3.11b i c. Całość zestawu tranzystora warstwowego umieszcza się w obudowie (przeważnie metalowej), którą wypełnia się następnie masą zalewną o małym skurczu i dobrych własnościach elektrycznych; masa chroni tranzystor od szkodliwego działania pary wodnej. Impregnację tranzystora przeprowadza się w atmosferze ochronnej (dotyczy to wszystkich rodzajów tranzystorów warstwowych).

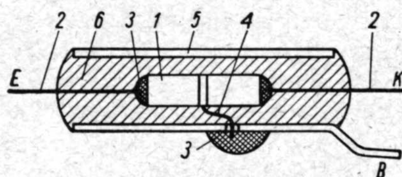


Rys. 3.12. Przekrój tranzystora stopowego:

1 — german typu *n*; 2 — ind; 3 — stop indu z germanem (typ *p*)



Rys. 3.13. Zasada konstrukcji tranzystora wyciąganego



Rys. 3.14. Tranzystor wyciągany małej mocy:

1 — pręcik germanowy; 2 — odprowadzenia emitera i kolektora; 3 — lut; 4 — odprowadzenie bazy; 5 — obudowa metalowa; 6 — materiał izolacyjny

T r a n z y s t o r w a r s t w o w y w y c i ą g a n y ma kształt graniastosłupa (rys. 3.13) o wymiarach około 1 × 1 × 5 mm, w którym znajdują się dwa przejścia *p-n*. Wykonanie odprowadzeń emitera i kolektora w tym typie tranzystora nie nastręcza zbyt dużych trudności, gdyż obszary tych części tranzystora są stosunkowo duże, natomiast wykonanie odprowadzenia bazy, której grubość nie przekracza 50 μ, jest bardzo kłopotliwe. Zazwyczaj odprowadzenie bazy wykonuje się przez przyspawanie cienkiego drucika złotego (w przypadku tranzystorów germanowych) lub aluminiowego (w przypadku tranzystorów krzemowych). Gotowy tranzystor tego typu o małej mocy może mieć konstrukcję taką, jak na rysunku 3.14, zaś tranzystor o dużej mocy — podobną do przedstawionej na rysunku 3.11 c.

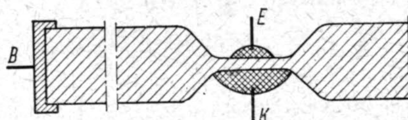
Tranzystory wykonywane metodą wyciągania otrzymuje się w dwojaki sposób: bądź to za pomocą kolejnej zmiany typu domieszek, bądź też za pomocą zmiany prędkości krystalizacji. Obydwie metody polegają na otrzymywaniu monokryształu germanu przez wyciąganie z roztworu germanu monokrystalicznego zarodka po uprzednim zanurzeniu go w roztworze* .

Metoda wyciągania monokryształu za pomocą kolejnej zmiany typu domieszek polega na takim dawkowaniu domieszek donorowych i akceptorowych do roztworu germanu (lub krzemu), aby w momencie krystalizacji przeważały domieszki raz jednego, raz drugiego rodzaju. W ten sposób w wyciąganym monokrysztale tworzą się na przemian warstwy typu *p* lub typu *n*.

Druga metoda wyciągania przejść *p-n* polega na periodycznej zmianie prędkości wyciągania monokryształu. Wykorzystuje się tu zależność gęstości wykrystalizowujących domieszek od prędkości wyciągania monokryształu; tak więc przy jednej prędkości wyciągania przeważają domieszki donorowe, zaś przy innej akceptorowe i tworzą się na przemian warstwy typu *n* i typu *p*.

Tranzystory warstwowe dyfuzyjne mają taką samą konstrukcję jak tranzystory warstwowe wyciągane, jednakże różnią się zasadniczo sposobem wykonywania.

Przejścia *p-n* otrzymuje się w nich za pomocą procesu dyfuzji domieszki do wnętrza płytki półprzewodnika w odpowiednich warunkach cieplnych. Metoda ta ma tę zaletę, że umożliwia otrzymywanie przejść *p-n* o bardzo równoległych powierzchniach. Można więc wykonywać przejścia o dużych powierzchniach, co jest bardzo ważne w przypadku tranzystorów mocy.



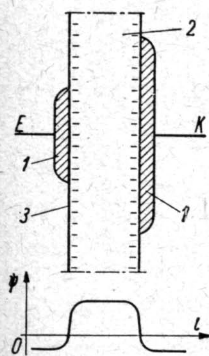
Rys. 3.15. Tranzystor warstwowy otrzymany metodą elektrochemiczną

Konstrukcja tranzystorów otrzymywanych metodą elektrotechniczną (rys. 3.15) przypomina konstrukcję tranzystorów warstwowych stopowych. Przejścia *p-n* powstają tu jednak-

* Stosowana w tym przypadku aparatura i procesy technologiczne zostaną omówione szerzej w rozdziale 4.

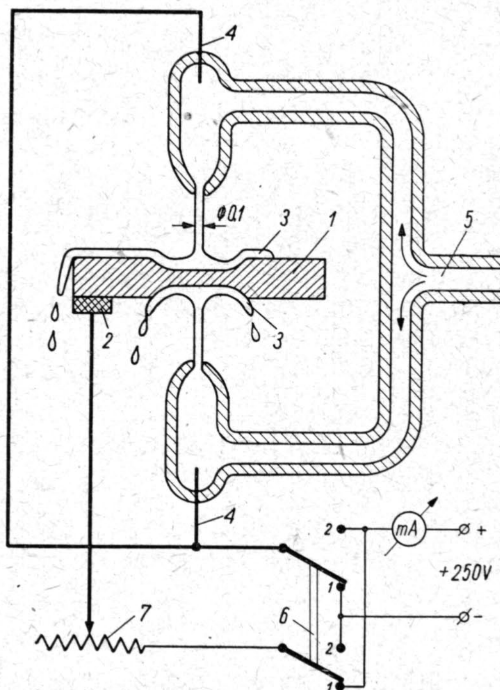
że wskutek rozwarstwienia ładunku przy powierzchni pod wpływem gradientu gęstości nośników i pola elektrycznego (rys. 3.16).

Metoda elektrochemicznego otrzymywania tranzystorów polega na obustronnym elektrolitycznym wytrawieniu płytki germanowej za pomocą roztworu siarczku indu (lub chlorku indu), a następnie na nakładaniu elektrolitycznym indu, po zmianie kierunku przepływu prądu, który w ten sposób tworzy elektrody emitera i kolektora (rys. 3.17).



Rys. 3.16. Schemat przedstawiający tworzenie się przejść *p-n* w tranzystorze otrzymywanym metodą elektrochemiczną:

a — fragment tranzystora, b — rozkład potencjałów:
1 — ind; *2* — german typu *n*; *3* — ładunek powierzchniowy



Rys. 3.17. Schemat urządzenia do elektrolitycznego trawienia germanu (przełącznik w położeniu *1—1*) i osadzania elektrod (przełącznik w położeniu *2—2*):

1 — płytka germanowa; *2* — odprowadzenie bazy; *3* — elektrolit; *4* — elektrody platynowe; *5* — wprowadzenie elektrolitu pod ciśnieniem; *6* — przełącznik; *7* — opornik regulacyjny

Konstrukcje różnych typów tranzystorów warstwowych niewiele różnią się od siebie i w związku z tym umieszcza się je w podobnych obudowach po uprzedniej impregnacji.

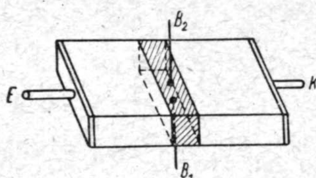
3.1.3. Konstrukcje tranzystorów o zwiększonej częstotliwości granicznej

Ograniczenie przenoszonego przez tranzystory pasma częstotliwości, o czym była mowa w rozdziale 2, jest spowodowane stosunkowo dużymi opornościami bazy r_b, wynoszącymi średnio ponad 200Ω, małą częstotliwością graniczną $f_{g\alpha}$ tranzystorów, zależną od grubości obszaru bazy wynoszącą średnio 15 ÷ 25 μ, oraz dużą pojemnością kolektora C_k.

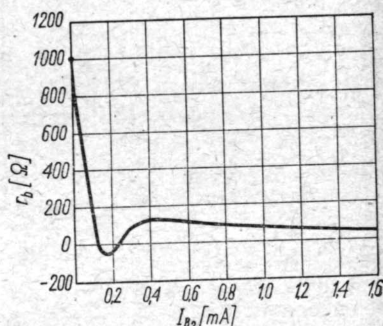
Zmniejszanie grubości bazy jest trudno osiągalne ze względów konstrukcyjnych, a jednocześnie powoduje wzrost oporności bazy r_b. Zmniejszanie zaś pojemności C_k przez zmniejszanie powierzchni przejścia kolektor-baza jest ograniczone względami mechanicznymi.

W chwili obecnej stosuje się zasadniczo trzy sposoby przeciwdziałania ograniczeniu pasma częstotliwości, wynikającego z wyżej wymienionych przyczyn.

P i e r w s z y s p o s ó b stosowany w tranzystorze warstwowym tetrodowym, otrzymywanym metodą wyciągania, polega na powiększaniu częstotliwości granicznej $f_{g\alpha}$ tranzystora przez zmniejszanie grubości obszaru jego bazy. Występującemu przy tym zwiększaniu się oporności bazy przeciwdziała się przez zastosowanie dodatkowego połączenia z bazą B_2 (rys. 3.18). Dołączenie do końcówek B_1 i B_2 baterii zasilania o odpowiednim napięciu wytwarza w obszarze bazy taki rozkład potencjału, który ogranicza przepływ prądu przez ba-



Rys. 3.18. Zasada konstrukcji tranzystora warstwowego tetrodowego



Rys. 3.19. Zależność oporności bazy r_b tranzystora tetrodowego od prądu I_{B2}

terię emiter-baza tylko do bezpośredniego sąsiedztwa połączenia B_1 z bazą, dzięki czemu oporność bazy r_b ulega znacznemu zmniejszeniu, a nawet może przyjąć wartości ujemne (rys. 3.19). Zmniejszenie pojemności C_k uzyskuje się przez zmniejszenie powierzchni

czynnej przejścia kolektor-baza do około 0,25 mm^2. Przy grubości obszaru bazy równej 2 μ stosując powyższy sposób uzyskano wzmacnianie sygnałów o częstotliwościach dochodzących do 100 MHz.

D r u g i s p o s ó b zwiększenia częstotliwości granicznej polega na wytworzeniu między obszarem bazy i kolektora warstwy półprzewodnika samoistnego, która działając jak warstwa dielektryka zmniejsza pojemność kolektora C_k do wartości wynoszącej części pikofarada. Warstwa ta umożliwia zmniejszenie grubości obszaru bazy do wartości 1 — 2 μ, a tym samym zmniejsza czas przelotu nośników i zapobiega przebiciu izolując obszar przejścia kolektora od obszaru bazy. Osiągane w tego rodzaju tranzystorach częstotliwości graniczne są większe od 50 MHz.

T r z e c i s p o s ó b polega na zastosowaniu tranzystorów dyfuzyjnych. Wytworzony w procesie jednoczesnej dyfuzji dwóch domieszek, np. indu i antymonu, obszar bazy ma grubość około 1 μ i umożliwia uzyskanie częstotliwości granicznych rzędu 500 MHz.

3.2. WARUNKI CIEPLNE PRACY TRANZYSTORÓW

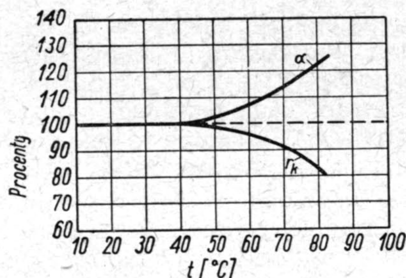
Wpływ temperatury na parametry wszelkiego rodzaju przyrządów półprzewodnikowych, a więc i tranzystorów jest bardzo duży. Wpływ ten uwydatnia się najbardziej w przypadku zmian takich parametrów tranzystora, jak współczynnik wzmocnienia prądowego α i oporność kolektora r_k, co w efekcie odbija się ujemnie na pracy tranzystora w układzie. Dlatego też zakres pracy tranzystorów ogranicza się do pewnego przedziału temperatur, którego dolna granica wynosi —40°C, zaś górna około +70°C w przypadku tranzystorów germanowych oraz około +160°C w przypadku tranzystorów krzemowych.

3.2.1. Wpływ temperatury na parametry tranzystora ostrzowego

W tranzystorach ostrzowych pod wpływem temperatury ulegają znacznym zmianom dwa parametry: współczynnik wzmocnienia prądowego α oraz oporność kolektora r_k. Procentowe zmiany tych parametrów dla przeciętnego tranzystora ostrzowego typu *n* przedstawia wykres na rysunku 3.20.

Jak widać z wykresu, wzrostowi temperatury tranzystora ostrzowego typu *n* towarzyszy wzrost współczynnika α oraz zmniejszanie się oporności r_k. Pozostałe parametry tranzystora ostrzowego tego typu ulegają bardzo małym, nie mającym większego znaczenia, zmianom w rozpatrywanym zakresie temperatur.

W tranzystorze ostrzowym typu p współczynnik wzmocnienia prądowego α i oporność kolektora r_k zmieniają się odwrotnie ze wzrostem temperatury niż w tranzystorze typu n. Pozostałe zaś parametry zmieniają się nieznacznie, podobnie jak w tranzystorze ostrzowym typu n.



Rys. 3.20. Zmiany procentowe współczynnika α i oporności r_k przeciętnego tranzystora ostrzowego typu n pod wpływem temperatury

Zmiany parametrów tranzystora ostrzowego wskutek zmian temperatury wpływają ujemnie na wartość wzmocnienia mocy tranzystora ograniczając tym samym zakres temperatur, w którym może on pracować.

3.2.2. Wpływ temperatury na parametry tranzystora warstwowego

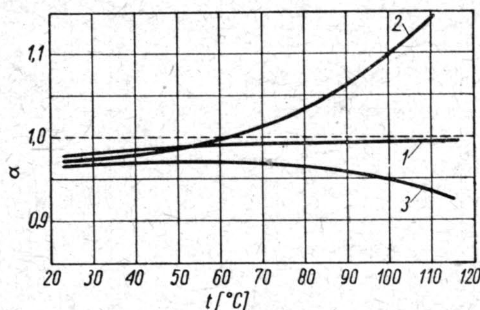
W tranzystorach warstwowych występują bardziej zróżnicowane zależności temperaturowe poszczególnych parametrów. Zróżnicowanie to wynika przede wszystkim ze sposobu wykonywania odpowiednich typów tranzystorów.

Na rysunku 3.21 przedstawiono typowe przebiegi współczynnika wzmocnienia prądowego α w funkcji temperatury dla tranzystorów wyciąganych różnymi metodami i stopowych. Jak widać, przebiegi te zdecydowanie różnią się między sobą. O ile współczynnik α jest prawie stały w przypadku tranzystora wyciąganego metodą zmiany prędkości wyciągania (krzywa *1*), o tyle w przypadku tranzystora wyciąganego metodą zmiany gęstości domieszek (krzywa *2*) szybko wzrasta ze wzrostem temperatury, zaś w przypadku tranzystora stopowego (krzywa *3*) — maleje.

Fakt, że w niektórych przypadkach współczynnik α rośnie powyżej jedności, jest wynikiem powielania nośników mniejszościowych, płynących z obszaru kolektora do bazy wskutek wzrostu temperatury. W ten sposób każdemu nośnikowi przybywającemu z emitera do kolektora towarzyszy przepływ k nośników do obszaru bazy, co prowadzi do zwiększenia współczynnika α^*, gdyż:

$$\alpha^* = 1 + k, \qquad [3.1]$$

i z kolei do zwiększenia współczynnika $\alpha = \alpha^* \beta \gamma$, który może stać się większy od jedności.



Rys. 3.21. Zmiana współczynnika α pod wpływem temperatury:

1 — w tranzystorze wyciąganym metodą zmiany prędkości wyciągania; *2* — w tranzystorze wyciąganym metodą zmiany gęstości domieszek; *3* — w tranzystorze stopowym

Drugim ważnym parametrem tranzystora warstwowego, który ulega dużym zmianom pod wpływem temperatury, jest oporność kolektora r_k. Również i w tym przypadku technologia wykonywania złączy ma duży wpływ na przebieg tego parametru w funkcji temperatury. W wyniku zmniejszanie się oporności kolektora r_k może przebiegać wolniej lub prędzej ze wzrostem temperatury, zależnie od typu tranzystora (rys. 3.22).

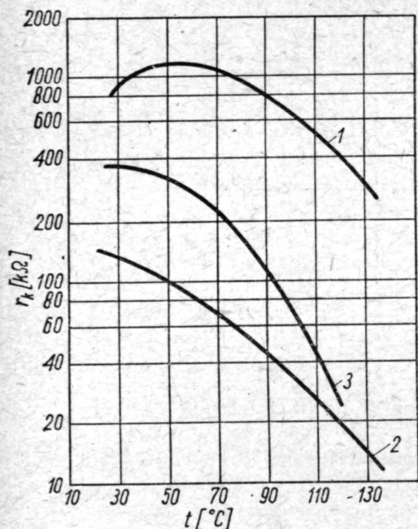
Dużym zmianom pod wpływem temperatury ulega wartość oporności bazy r_b, która również zależy przede wszystkim od technologii wykonania złączy. Oporność r_b wzrasta pod wpływem wzrostu temperatury w tranzystorach wyciąganych i maleje w tranzystorach stopowych (rys. 3.23).

Najmniej zależna od temperatury jest wartość oporności emitera r_e, przy czym oporność ta wzrasta od wartości początkowej

proporcjonalnie do wzrostu temperatury bezwzględnej T [°K] zgodnie z zależnością:

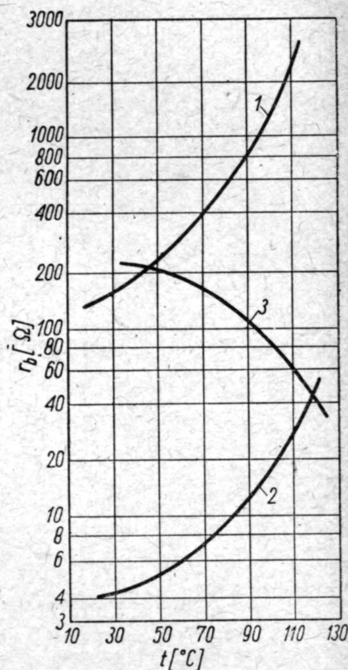
$$r_e = \frac{k}{e}\frac{1}{I_e}T = \frac{k}{e}\frac{1}{I_e}(273 + t), \qquad [3.2]$$

gdzie: k — stała Boltzmanna:
e — ładunek elektronu;
I_e — prąd polaryzacji emitera
t — temperatura w [°C].



Rys. 3.22. Zmiana oporności kolektora r_k pod wpływem temperatury:

1 — w tranzystorze wyciąganym metodą zmiany prędkości wyciągania; 2 — w tranzystorze wyciąganym metodą zmiany gęstości domieszek; 3 — w tranzystorze stopowym



Rys. 3.23. Zmiana oporności bazy r_b pod wpływem temperatury:

1 — w tranzystorze wyciąganym metodą zmiany prędkości wyciągania; 2 — w tranzystorze wyciąganym metodą zmiany gęstości domieszek; 3 — w tranzystorze stopowym

Ze wzoru tego wynika, że procentowa zmiana oporności emitera r_e jest niewielka i przy zmianie temperatury otoczenia o 50°C nie przekracza 20%.

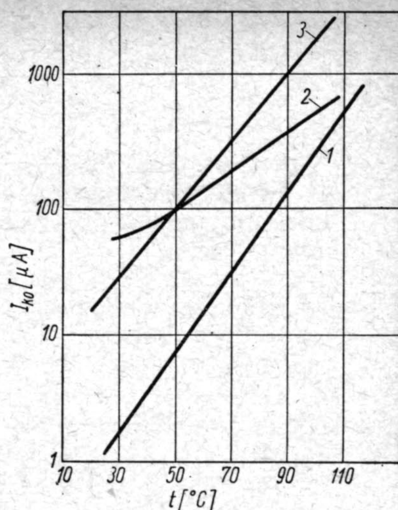
Wzrost temperatury wpływa ujemnie na przebieg charakterystyk statycznych tranzystora warstwowego zmniejszając ich nachylenie i przesuwając je w stronę większych wartości prądu kolektora. W rezultacie następuje zmniejszenie się mocy wyjściowej

tranzystora, a w przypadku dużych oporności obciążenia R_{obc} następuje przesunięcie się punktu pracy kolektora, co przy pełnym wysterowaniu tranzystora może dać duże zniekształcenia.

W technice tranzystorowej przyjęto badać przesunięcie się charakterystyk wyjściowych tranzystora na podstawie pomiaru tzw. p r ą d u z e r o w e g o I_{k0} przy napięciu stałym na kolektorze U_k wynoszącym kilka woltów.

Prąd zerowy odpowiada charakterystyce wyjściowej $I_k = f(U_k)$ przy $I_e = 0$.

Zależność prądu zerowego I_{k0} od temperatury dla różnych typów tranzystorów warstwowych przedstawiono na rysunku 3.24.



Rys. 3.24. Zależność prądu zerowego kolektora I_{k0} od temperatury:

1 — w tranzystorze wyciąganym metodą zmiany prędkości wyciągania; 2 — w tranzystorze wyciąganym metodą zmiany gęstości domieszek; 3 — w tranzystorze stopowym

3.3. SZUMY TRANZYSTORÓW

3.3.1. Przyczyny wywołujące powstawanie szumów

Tranzystory jako półprzewodnikowe przyrządy wzmacniające mogą być stosowane również we wstępnych stopniach wzmacniacza, pracujących w większości przypadków przy małym poziomie sygnałów wejściowych. Oczywistą jest rzeczą, że w tych warunkach poziom szumu tranzystora użytego w pierwszym stopniu wzmacniacza decyduje o stosunku sygnału do szumu, uzyskiwanym na wyjściu wzmacniacza. W związku z tym zastanowimy się, z jakimi źródłami szumów mamy do czynienia w tranzystorach i w jaki sposób warunki pracy tranzystora wpływają na moc szumów wytwarzaną przez tranzystor.

W tranzystorze można wyróżnić trzy zasadnicze rodzaje szumów: szum cieplny pałeczki półprzewodnikowej, szum przejść *p-n* emitera i kolektora oraz szum wywołany zmianą gęstości nośników.

S z u m c i e p l n y pałeczki półprzewodnikowej określa się wzorem:

$$P_{sz,e} = 4kT\Delta f, \qquad [3.3]$$

gdzie k — stała Boltzmanna równa $1{,}347 \cdot 10^{-23}$;
Δf — szerokość pasma częstotliwości, w którym szum jest mierzony.

S z u m p r z e j ś ć p-n emitera i kolektora może być rozpatrywany jako szum diod bez ładunku przestrzennego. Moc szumów przejść p-n emitera i kolektora określają wzory:

$$P_{sz,e} = \frac{U^2_{sz,e}}{r_e} = 2\,e\,I_e\,r_e \approx 2\,e\,k_1, \qquad [3.4]$$

$$P_{sz,k} = \frac{U^2_{sz,k}}{r_k} = 2\,e\,I_{k0}\,r_k, \qquad [3.5]$$

gdzie: k_1 — stała proporcjonalności określana z zależności $k_1 = r_e\,I_e$;
I_{k0} — składowa stała prądu kolektora płynąca przy prądzie emitera $I_e = 0$;
r_e, r_k — odpowiednio oporności bariery emitera i kolektora.

Ze wzorów [3.4] i [3.5] wynika, że moc szumu bariery emitera ma wartość stałą, zaś moc szumu bariery kolektora zależy od oporności bariery r_k. Szum ten jest analogiczny do tzw. szumu śrutowego w lampie elektronowej.

S z u m w y w o ł a n y z m i a n ą g ę s t o ś c i nośników mniejszościowych wynika z lokalnych zmian intensywności procesu rekombinacji nośników. Moc szumu tego rodzaju jest proporcjonalna do kwadratu prądu płynącego przez barierę p-n (lub płytkę półprzewodnikową) i określa się wzorem:

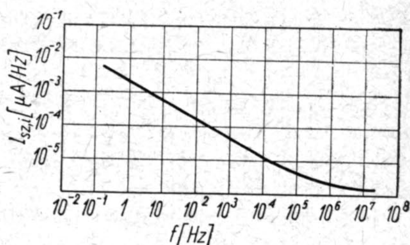
$$P_{sz,i} = \frac{AI^2}{f} + \frac{BI^2}{1 + (2\pi f\,t_{\dot{z}})^2}, \qquad [3.6]$$

gdzie: A i B — wielkości stałe;
I — składowa stała prądu płynącego przez pałeczkę półprzewodnikową;
f — częstotliwość, na której mierzymy moc szumu;
$t_{\dot{z}}$ — czas życia nośników mniejszościowych.

W praktyce zamiast wzoru [3.6] stosuje się wzór przybliżony:

$$P_{sz,i} = \frac{k_1}{f} \left[\frac{W}{Hz}\right]. \qquad [3.7]$$

Wzór ten jest słuszny w zakresie częstotliwości od 10^{-2} Hz do 100 kHz. Powyżej tej częstotliwości moc szumu maleje znacznie wolniej, niż wynikałoby to ze wzoru [3.6]. Zależność tę dla przyrządów półprzewodnikowych przedstawiono w postaci wykresu na rysunku 3.25.



Rys. 3.25. Zależność mocy szumów od częstotliwości

Na szumy przyrządów półprzewodnikowych wpływa ponadto proces technologiczny, za pomocą którego przyrządy te są wykonywane, oraz intensywność rekombinacji na powierzchni półprzewodnika, a więc rozmiary płytki użytej na przyrząd półprzewodnikowy.

W tranzystorach ostrzowych dodatkowym źródłem szumów jest szum styku metal-półprzewodnik wynikający z jego niejednorodności. Formowanie styku znacznie zmniejsza szumy tranzystora dzięki zgrzewaniu metalu z półprzewodnikiem w miejscu ich styku.

Najważniejszymi ze względu na wartość mocy szumów źródłami szumów są szumy bariery kolektora $P_{sz,k}$ oraz szumy wywołane zmianami gęstości nośników mniejszościowych $P_{sz,i}$.

Ponadto w tranzystorach ostrzowych ważną rolę odgrywają szumy styków (zwłaszcza styku kolektora).

W zakresie większych prądów, przy napięciu bariery kolektora większym niż 1 V, przeważają szumy fluktuacyjne. Przy małych prądach tranzystora poziomy mocy szumów bariery kolektora i szumów fluktuacyjnych są bardzo zbliżone. Przy napięciach bariery kolektora mniejszych niż 0,3 V prąd kolektora I_k zmniejsza się bardzo szybko (patrz rys. 1.31) obniżając równocześnie poziom szumów. Maleje przy tym również oporność kolektora r_k. Doświadczenia przeprowadzone przy napięciach kolektora równych 150 ÷ 200 mV wskazują, że stosunek sygnału do szumów układów tranzystorowych pracujących w tych warunkach może być lepszy niż uzyskiwany w układach lampowych. Oczywiście wzmocnienie mocy stopnia wejściowego uzyskiwane w tych warunkach jest dużo mniejsze od optymalnego.

3.3.2. Współczynnik szumów prostych układów tranzystorowych

Przy ocenie stosunku sygnału do szumu będziemy stosować współczynnik szumów F wyrażony w decybelach:

$$F = 10\lg\left(\frac{S_{we}}{N_{we}}\frac{N_{wy}}{S_{wy}}\right) = 10\lg\left(1 + \frac{N_{wy}}{k_p N_{we}}\right)[\mathrm{dB}], \qquad [3.8]$$

gdzie: S_{we} i S_{wy} — moce sygnału na wejściu i wyjściu;
N_{we} i N_{wy} — moce szumów na wejściu i wyjściu.

Korzystając ze wzoru [3.8] możemy wyznaczyć współczynnik szumów F dla tranzystora w połączeniu WB (rys. 3.26a). W tym celu założymy, że mamy tylko dwa źródła szumów: w emiterze $U_{sz,e}$ i w kolektorze $U_{sz,k}$.

Moc wejściowa szumu powstaje na oporności R_g źródła sygnału i równa się:

$$N_{we} = 4kTR_g.$$

Moc wyjściowa szumu przeniesiona na wejście tranzystora jest sumą dwóch składowych:

$$\frac{N_{wy}}{k_p} = U^2_{sz,e} + U^2_{sz,k}\left(\frac{r_e + r_b + R_g}{\alpha r_k + r_b}\right)^2.$$

Stąd współczynnik szumów F tranzystora (wyrażony w postaci stosunku) w połączeniu WB określi wzór:

$$F_{WB} = 1 + \frac{1}{4kTR_g}\left[U^2_{sz,e} + U^2_{sz,k}\left(\frac{r_e + r_b + R_g}{\alpha r_k + r_b}\right)^2\right]. \qquad [3.9]$$

W sposób analogiczny można określić współczynnik szumów tranzystora w połączeniu WE (rys. 3.26b):

$$F_{WE} = 1 + \frac{1}{4kTR_g}\left[U^2_{sz,e}\left(\frac{\alpha r_k + r_b + R_g}{\alpha r_k - r_e}\right)^2 + U^2_{sz,k}\left(\frac{r_e + r_b + R_g}{\alpha r_k - r_e}\right)^2\right] \qquad [3.10]$$

oraz w połączeniu WK (rys. 3.26c):

$$F_{WK} = 1 + \frac{1}{4kTR_g}\left[U^2_{sz,e}\left(\frac{r_k + r_b + R_g}{r_k}\right)^2 + U^2_{sz,k}\left(\frac{r_b + R_g}{r_k}\right)^2\right]. \qquad [3.11]$$

Porównując powyższe wyrażenia na współczynniki szumów zauważymy, że różnią się one między sobą bardzo nieznacznie, a więc

ze względu na stosunek sygnału do szumu jest obojętne, który ze sposobów połączenia tranzystora zostanie zastosowany w układzie. W powyższych wzorach pominięto współczynnik korelacji między obydwoma źródłami szumów, gdyż jest on prawie równy zeru w przypadku tranzystorów o małym poziomie szumów.

Wartość napięć źródeł szumu można wyznaczyć mierząc współczynniki szumów F dla dwóch znacznie różnych wartości oporności R_g źródła sygnału. Otrzymamy wtedy układ równań z dwiema niewiadomymi: $U_{sz,e}^2$ i $U_{sz,k}^2$ które znajdziemy rozwiązując ten układ równań.

Pomiary i obliczenia wykonane dla tranzystora warstwowego 2N34 dały następujące wartości napięć źródeł szumów:

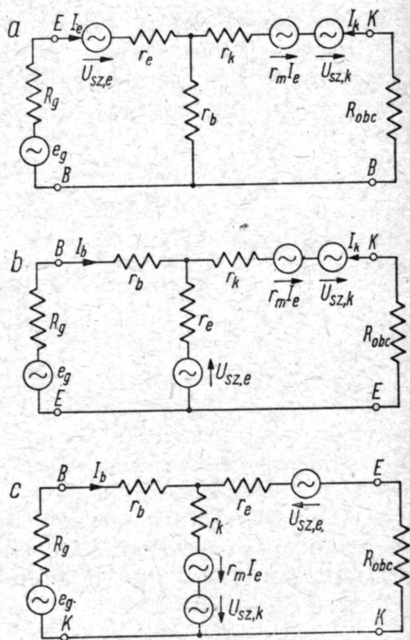
$$U_{sz,e} = (5 \div 40)\, 10^{-9}\,\text{V},$$

$$U_{sz,k} = (10 \div 40)\, 10^{-9}\,\text{V},$$

przy
$U_k = -6$ V, $I_k = 1 \div 4$ mA.

Takie same i w tych samych warunkach przeprowadzone pomiary dla tranzystora ostrzowego dały dużo większe wartości, a mianowicie:

$$U_{sz,e} = 10^{-6}\,\text{V i } U_{sz,k} = 10^{-4}\,\text{V}.$$



Rys. 3.26. Uproszczone układy zastępcze tranzystora uwzględniające źródła szumów emitera i kolektora:

a — w połączeniu *WB*; b — w połączeniu *WE*; c — w połączeniu *WK*

Analiza wyrażeń [3.9], [3.10] i [3.11] wskazuje, że istnieje pewna optymalna wartość oporności źródła R_g, przy której współczynnik szumów F przyjmuje minimalną wartość. Minimum to jest jednak bardzo słabo wyrażone. Optymalne wartości oporności R_g znajduje się różniczkując wyrażenia na współczynnik F. Dla połączenia *WB* ta wartość optymalna wynosi:

$$R_{g\,opt} = \sqrt{\left(\frac{U_{sz,e}}{U_{sz,k}}\right)^2 (r_b + a\, r_k)^2 + (r_e + r_b)^2}\,, \qquad [3.12]$$

zaś dla połączenia *WE* jest równa:

$$R_{g\,opt} = \sqrt{\frac{r_b^2 + \left(a\,r_k \frac{U_{sz,e}}{U_{sz,k}}\right)^2}{1 + \left(\frac{U_{sz,e}}{U_{sz,k}}\right)^2}}. \qquad [3.13]$$

Wzory na współczynnik szumów F nie są zupełnie ścisłe, gdyż pomijają omawiane wyżej szumy bariery i oporności bazy. Ścisłe wzory uwzględniające wszystkie najistotniejsze źródła szumów mają postać następującą: dla połączenia *WB*:

$$F_{WB} \approx 1 + \frac{r_{bb'}}{R_g} + \frac{1}{2}\frac{r_e}{R_g}\left[1 + \frac{I_{ko}}{I_e}\left(\frac{R_g + r_e + r_b}{a\,r_k}\right)^2\right] \qquad [3.14]$$

dla połączenia *WE*:

$$F_{WE} \approx 1 + \frac{r_{bb'}}{R_g} + \frac{1}{2}\frac{r_e}{R_g}\left[1 + \frac{I_{ko}}{I_e}\left(\frac{R_g + r_b + r_e}{a\,r_k - r_e}\right)^2\right]. \qquad [3.15]$$

Z powyższych wzorów wynika, że tranzystory o małej wartości prądu zerowego I_{k0} i dużej oporności kolektora r_k mają mniejsze wartości współczynnika szumów F. Na przykład tetrody warstwowe, których oporność r_{bb}' jest bardzo mała, odznaczają się małą wartością współczynnika F.

Jeśli współczynnik szumów tranzystora na częstotliwości 1 kHz jest znany, to uwzględniając wzór [3.7] można wyznaczyć współczynnik szumów F dla dowolnego zakresu częstotliwości $f_2 - f_1$ ze wzoru:

$$F = 1000\,F_{1000}\frac{\ln\frac{f_2}{f_1}}{f_2 - f_1}. \qquad [3.16]$$

Moc szumów na wejściu tranzystora, równoważną mocy czynnej szumów wnoszonych przez tranzystor, znajdziemy ze wzoru:

$$P_{sz,we} = F\,P_{sz,g} = 1000\,kTF_{1000}\ln\frac{f_2}{f_1}, \qquad [3.17]$$

gdzie czynnik

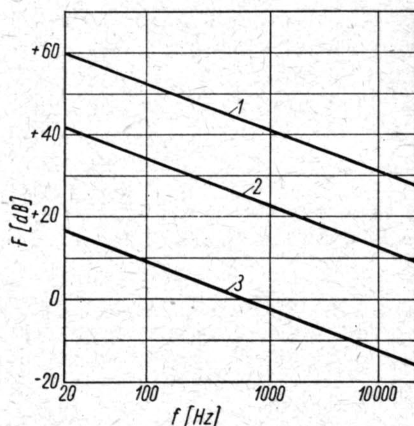
$$P_{sz,g} = kT\,(f_2 - f_1)$$

określa moc szumów źródła sygnału w danym zakresie częstotliwości.

3.3.3. Dane doświadczalne dotyczące szumów tranzystorów

Współczynnik szumów F dla tranzystorów podaje się zwykle w decybelach dla częstotliwości pomiaru 1000 Hz i przy szerokości pasma 1 Hz. Wartość tego współczynnika odnosząca się do poziomu $(1\ \mu V)^2$ wykazuje bardzo duży rozrzut wynoszący dla tranzystorów warstwowych od 6 do 30 dB, dla tranzystorów ostrzowych — od 40 do 70 dB.

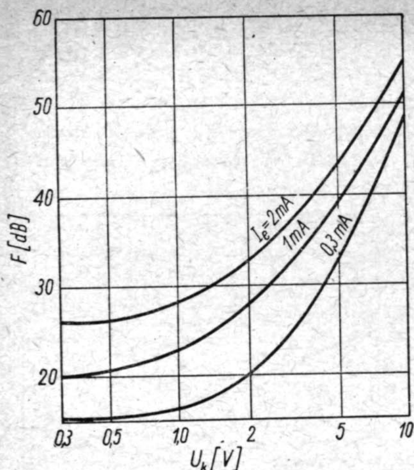
Zależność współczynnika szumów dla przeciętnego tranzystora warstwowego i ostrzowego od częstotliwości przedstawiono na rysunku 3.27, z którego wynika, że tranzystory ostrzowe mają wyższy poziom szumów średnio o 30 dB.



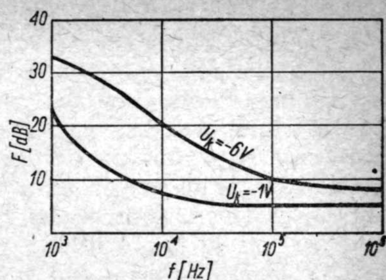
Rys. 3.27. Zależności współczynnika szumów F od częstotliwości: 1 — tranzystor ostrzowy, $U^2_{sz,k}$; 2 — tranzystor warstwowy, $U^2_{sz,k}$; 3 — tranzystor warstwowy, $U^2_{sz,e}$

Szumy tranzystorów zależą w bardzo dużym stopniu od wybranego punktu pracy, a w szczególności od napięcia kolektora, prawdopodobnie wskutek powielania nośników w obszarze bariery przy dużych natężeniach pola elektrycznego. Wpływ warunków pracy, a mianowicie napięcia kolektora i prądu emitera na wartość współczynnika szumów przedstawiono na rysunku 3.28. Na rysunku 3.29 pokazano wpływ napięcia kolektora i częstotliwości na współczynnik szumów najnowszych tranzystorów stopowych.

Pomiary szumów przeprowadzone dla tranzystorów warstwowych wykazują, że dla każdego tranzystora istnieje pewne minimum prądu kolektora w granicach od 0,4 do 0,7 mA, przy którym moc szumów tranzystora jest najmniejsza. Podkreślić również należy, że przy małych prądach emitera poziomy mocy szumów emitera i kolektora są równorzędne, natomiast przy większych prądach emitera przeważa szum kolektora. Wzrost temperatury otoczenia wywołuje wzrost współczynnika F, przede wszystkim wskutek wzrostu prądu zerowego I_{k0} i zmniejszania się oporności kolektora r_k. Pomiary współczynnika szumów F wykonuje się metodami stosowanymi w układach lampowych.



Rys. 3.28. Wpływ napięcia kolektora i prądu emitera na wartość współczynnika szumów tranzystora warstwowego



Rys. 3.29. Wpływ napięcia kolektora i częstotliwości na wartość współczynnika szumów najnowszych tranzystorów stopowych

3.4. TRWAŁOŚĆ TRANZYSTORÓW

Duża trwałość tranzystorów ma pierwszorzędne znaczenie dla ich użytkownika. Dotychczasowe doświadczenie wykazuje, że tranzystory pod względem niezawodności działania podzielić można na dwie grupy. Charakterystyczną cechą pierwszej grupy, do której należą tranzystory ostrzowe, jest niestałość parametrów elektrycznych wynikająca przede wszystkim z ich konstrukcji. Własności elektryczne tranzystorów ostrzowych są w bardzo dużym stopniu zależne od wzajemnej odległości ostrzy, stanu powierzchni germanu w najbliższym sąsiedztwie ostrzy i nacisku ostrzy na powierzchnię germanu. Nawet najmniejsze zmiany odległości styków mierzone w mikronach wywołują duże zmiany parametrów, a w szczególności współczynnika wzmocnienia prądowego α i oporności kolektora r_k. Przyczyną wywołującą powyższe zmiany może być starzenie materiałów użytych na części wsporcze oraz wahania temperatury otoczenia. Działanie tych czynników może być zmniejszone przez odpowiedni proces starzenia.

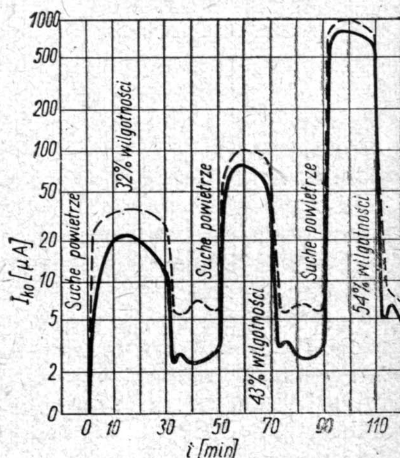
Tych wad nie mają tranzystory drugiej grupy; są to tranzystory warstwowe, w których położenie emitera i kolektora jest przy

prawidłowym procesie technologicznym ściśle określone. Jedyną trudność może wywołać nieprawidłowe spawanie elektrod z pręcikami wsporczymi osadzonymi w oprawce.

Badania przeprowadzone zarówno z tranzystorami ostrzowymi, jak i warstwowymi wskazały dalsze przyczyny ograniczające trwałość tranzystorów. Wykazały one ogromny wpływ otaczającej tranzystor atmosfery, a w szczególności zawartej w niej pary wodnej, na stan i własności powierzchni półprzewodnikowej płytki tranzystorowej. Na powierzchni tranzystora mogą również pozostać resztki mieszanki trawiącej, adsorbowane przez powierzchnię płytki. Adsorbowane jony powodują wzrost przewodności w poprzek przejścia *p-n* i obniżają oporność kolektora wywołując jednocześnie wzrost prądu zerowego kolektora I_{k0}.

Takie parametry tranzystora, jak oporność kolektora r_k, współczynnik α i prąd zerowy I_{k0}, zależą w bardzo dużym stopniu od wilgotności otaczającego powietrza. Działanie pary wodnej na powierzchnię tranzystora wywołuje również wzrost poziomu szumów. Na podstawie wyników dotychczasowych badań przypuszcza się, że większa część mocy szumów pochodzi ze zmian zachodzących na powierzchni półprzewodnika. Wpływ wilgotności na prąd zerowy kolektora I_{k0} ilustruje rysunek 3.30.

Z dotychczasowych rozważań wynika, że duża trwałość tranzystora osiągnięta zostanie tylko wtedy, gdy zostanie on odpowiednio przygotowany przed procesem hermetyzacji i gdy hermetyzacja zostanie wykonana za pomocą materiałów chemicznie obojętnych (nie wywołujących powierzchniowych zanieczyszczeń tranzystora) i nieprzenikliwych dla wszelkiego rodzaju gazów, a w szczególności dla pary wodnej. Właściwie wykonany proces hermetyzacji zapewnia bardzo dużą trwałość tranzystora, praktycznie nieograniczoną, jeśli po hermetyzacji tranzystor zostanie dodatkowo zamknięty w próżnioszczelnej obudowie szklanej.



Rys. 3.30. Wpływ wilgotności na prąd zerowy kolektora

Na podstawie obserwacji zmienności pewnych parametrów tranzystora w czasie możemy przewidywać okres trwałości tranzystora. Takim charakterystycznym parametrem jest prąd zerowy kolektora I_{k0}, który składa się z prądu na-

sycenia przejścia *p-n* o wartości ściśle określonej przez własności płytki półprzewodnikowej i technologię tranzystora oraz z prądu upływowego na powierzchni przejścia *p-n*. Wartość tej składowej zależy w pierwszym rzędzie od stanu powierzchni, a więc od ilości adsorbowanych przez powierzchnię jonów. Składowa ta zależy w bardzo dużym stopniu od wilgotności powierzchni.

W czasie badań nad trwałością tranzystorów stwierdzono, że można je podzielić na trzy grupy.

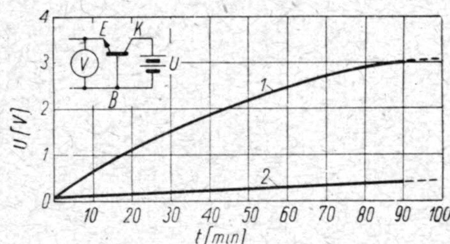
Do grupy pierwszej należą tranzystory, które przed procesem hermetyzacji nie zostały przygotowane należycie. Te tranzystory wykazują dużą niestałość parametrów α, r_k i I_{k0}, przy czym wartość α i r_k stale maleje w czasie, zaś wartość I_{k0} stale wzrasta. Tranzystory tej grupy można szybko wyodrębnić spośród innych wykonanych prawidłowo poddając je procesowi starzenia (przy maksymalnej wartości mocy admisyjnej) i cyklowi cieplnemu, polegającemu na kilkakrotnym podniesieniu temperatury do 60°C i obniżeniu do 20°C.

Do grupy drugiej zalicza się te tranzystory, których proces hermetyzacji został wykonany prawidłowo, ale w których czy to ze względu na nieprawidłowości konstrukcji, czy też niewłaściwy materiał użyty do hermetyzacji (niedostateczną przyczepność) zachodzi stopniowe przenikanie pary wodnej na powierzchnię tranzystora. Tranzystory tej grupy działają dobrze w ciągu pierwszych kilkuset godzin (100 ÷ 200). Po tym czasie jednakże parametry ich zaczynają ulegać stopniowej zmianie. Ten okres stałego pogarszania się własności tranzystora trwa do 1000 godzin. Tranzystory tego rodzaju można zidentyfikować przez obserwację zmian prądu zerowego I_{k0}. Prąd ten ulega powolnej, ale stałej zmianie i wzrasta szybciej po zwiększeniu temperatury otoczenia.

Do grupy trzeciej należą tranzystory, których proces hermetyzacji, konstrukcja i zastosowane materiały spełniają warunki wymagane przez tranzystory o dużej trwałości. Odznaczają się one stałością parametrów w czasie i nie zmieniają się po przejściu przez cykl cieplny przy bardzo wysokiej wilgotności. Odznaczają się one także dużą stałością prądu I_{k0}, który po kilkakrotnym obciążeniu tranzystora może nawet maleć. Można z całą pewnością stwierdzić, że tranzystory, których prąd zerowy po wielokrotnym obciążeniu pozostał niezmienny lub dąży asymptotycznie do pewnej stałej wartości, powinny mieć trwałość nieograniczoną.

Stan powierzchni tranzystora określa się przeprowadzając następujący pomiar. Tranzystor łączy się ze źródłem zasilania w sposób przedstawiony na rysunku 3.31. Woltomierz o bardzo dużej

oporności (kilka megaomów) włącza się między emiter i bazę. Jeśli napięcie mierzone woltomierzem między emiterem i bazą nie przekracza 0,05 V i pozostaje stałe w czasie, to tranzystor jest wykonany prawidłowo. Krzywe na rysunku 3.31 ilustrują przebieg upływności w czasie dla przeciętnego tranzystora M 1752 przed hermetyzacją i po hermetyzacji.

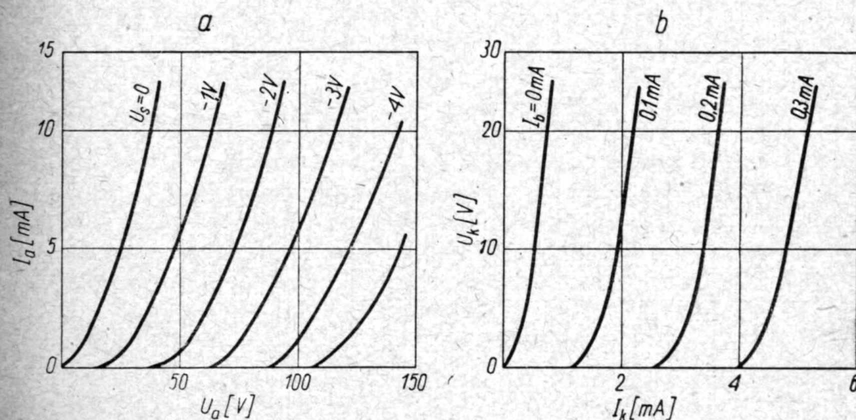


Rys. 3.31. Przebieg upływności między kolektorem a emiterem dla przeciętnego tranzystora M1752:

1 — przed hermetyzacją; *2* — po hermetyzacji

3.5. PORÓWNANIE TRANZYSTORA Z LAMPĄ ELEKTRONOWĄ

Gdy mówi się o lampie elektronowej i tranzystorze, nasuwa się pytanie, czym się te dwa przyrządy różnią od siebie i w czym są podobne? Zasadnicza różnica między tymi dwoma przyrządami polega na tym, że tranzystor jest elementem sterowanym p r ą d o-



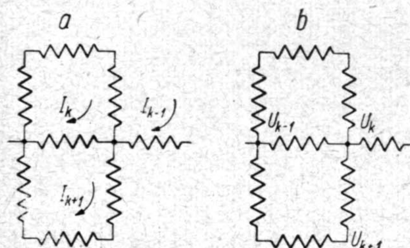
Rys. 3.32. Porównanie charakterystyk statycznych:
a — lampy elektronowej; b — tranzystora

w o, zaś lampa elektronowa jest elementem sterowanym n a p i ę c i o w o. Generator prądowy αI_e w tranzystorze odpowiada generatorowi napięciowemu KU_s w lampie elektronowej. Dużej oporności wejściowej w lampie odpowiada mała oporność (duża przewodność) wejściowa w tranzystorze. Tę różnicę właściwości podkreśla porównanie charakterystyk anodowych $I_a = f(U_a)$ lampy i charakterystyk kolektora $U_k = f(I_k)$ w tranzystorze (rys. 3.32). Tranzystor zasadniczo jest wzmacniaczem mocy, zaś lampę elektronową stosuje się głównie jako wzmacniacz napięciowy.

3.5.1. Zasada dwoistości

Lampa elektronowa i tranzystor różnią się między sobą w sposób zasadniczy, tym niemniej dzięki szczególnej formie, jaką przybierają te różnice, można pewne rozwiązania stosowane w układach lampowych przenieść na układy tranzystorowe pod warunkiem, że przy tej transformacji utrzymana jest ta szczególna forma, nazywana z a s a d ą d w o i s t o ś c i. Ponieważ większość układowców użytkujących tranzystory ma duże doświadczenie w projektowaniu układów lampowych, zastosowanie zasady dwoistości ułatwi im projektowanie układów tranzystorowych.

Zasada dwoistości w odniesieniu do obwodów elektrycznych wykazuje na podstawie prawa proporcjonalności między prądem i napięciem, że w dwóch równoważnych sieciach każde oczko z prądem I_k jednej sieci (rys. 3.33a) odpowiada węzłowi napięcia U_k drugiej sieci (rys. 3.33b) i odwrotnie.



Rys. 3.33. Sieci równoważne: a — prądowa; b — napięciowa

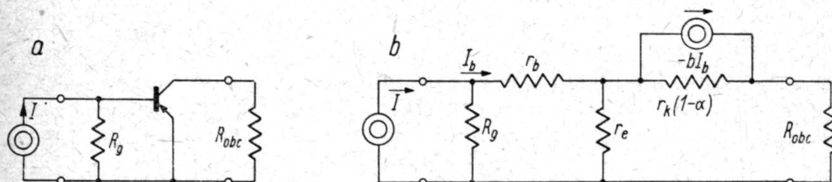
Jeśli więc w sieci działanie prądu I_k oczka zastępujemy generatorem prądowym $I = rI_k$, to w równoważnej sieci działanie napięcia węzła U_k zastąpić można przez generator napięciowy $U = rU_k$. Wielkość r nazywana jest o p o r n o ś c i ą t r a n s f o r m a c j i.

Przewodność G zastąpić można w sieci równoważnej przez $\frac{R}{r^2}$.
Tranzystor i lampa, jak widzimy, spełniają warunki wynikające z zasady dwoistości.

Posługując się więc tą zasadą możemy transformować układy lampowe na równoważne im układy tranzystorowe. Podkreślić tu należy, że choć układy transformowane są równoważne, nie oznacza to bynajmniej, że układ tranzystorowy otrzymany przez transformację z układu lampowego jest najlepszy pod względem wykorzystania właściwości tranzystora.

3.5.2. Zależności ogólne przy transformacji

Rozpatrzymy schemat wzmacniacza tranzystorowego przedstawiony na rysunku 3.34a. Jego układ zastępczy ma postać podaną na rysunku 3.34b. Z zasady dwoistości wynika, że układ kształtu T



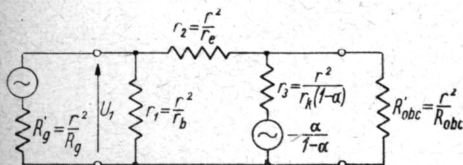
Rys. 3.34. Wzmacniacz tranzystorowy:
a — schemat; b — układ zastępczy kształtu T

może być przekształcony na równoważny układ kształtu π, co przy zastosowaniu rachunku macierzy można zapisać w następujący sposób:

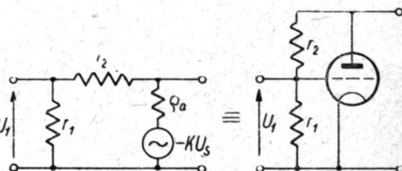
$$[\hat{Y}] = \frac{1}{r^2} [\hat{Z}] , \qquad [3.18]$$

gdzie: r — oporność transformacji.

Korzystając z tej zależności otrzymujemy równoważny układ tranzystorowy w postaci przedstawionej na rysunku 3.35. Jeśli ten układ porównamy z układem lampowym pokazanym na rysunku 3.36, to dojdziemy do wniosku, że układy te będą równoważne,



Rys. 3.35. Układ zastępczy kształtu Π otrzymany przez przekształcenie układu kształtu T z rysunku 3.34



Rys. 3.36. Układ lampowy równoważny układowi tranzystorowemu z rys. 3.35

jeśli spełnione zostaną następujące warunki:

$$\varrho_a = \frac{r^2}{r_k(1-\alpha)}, \qquad [3.19]$$

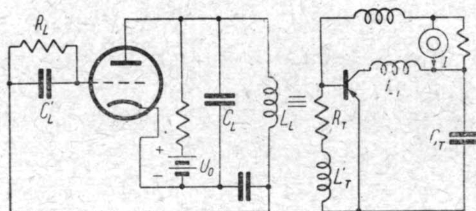
$$K = -\frac{\alpha}{1-\alpha}, \qquad [3.20]$$

$$r_1 = \frac{r^2}{r_b}, \qquad [3.21]$$

$$r_2 = \frac{r^2}{r_e}. \qquad [3.22]$$

Z warunków [3.19] i [3.20] wynika, że równoważność tych dwóch układów jest możliwa tylko wtedy, gdy współczynnik α jest mniejszy od jedności, co ma miejsce tylko w przypadku tranzystorów warstwowych.

Dla zilustrowania, w jaki sposób zostają przekształcone poszczególne elementy układów lampowych na równoważne im elementy układów tranzystorowych, przedstawiono na rysunku 3.37 równoważne układy generatora lampowego o dzielonej pojemności i generatora tranzystorowego.



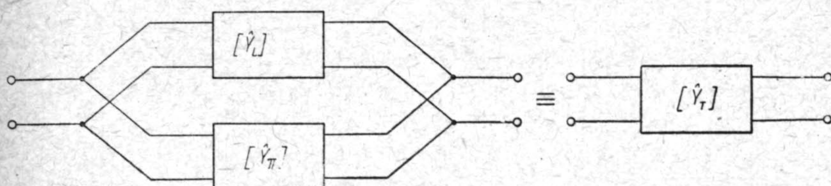
Rys. 3.37. Równoważne układy generatorów lampowego i tranzystorowego

Równoległy obwód rezonansowy L_LC_L w układzie lampowym jest równoważny szeregowemu obwodowi rezonansowemu L_TC_T tranzystora. Obwód upływowy $R_LC'_L$ jest równoważny obwodowi $R_TL'_T$. Generator prądowy I zasilający elektrody tranzystora zastępuje baterię o napięciu U_0 w układzie lampowym. Indukcyjność L przekształca się w pojemność C według wzoru $C = \frac{L}{r^2}$, zaś pojemność C — w indukcyjność L według wzoru $L = r^2C$.

Przy wyznaczaniu układu lampowego, równoważnego układowi tranzystorowemu o dowolnej konfiguracji, korzystamy z zależności, które otrzymuje się za pomocą rachunku macierzy. Tok rozumowania przy wyznaczaniu układu lampowego równoważnego układowi tranzystorowemu jest następujący. Wyznaczamy macierz $[\hat{Y}_T]$ dla zadanej konfiguracji układu tranzystorowego. Operujemy tu macierzą $[\hat{Y}]$ ze względu na to, że najwłaściwszym układem zastępczym lampy elektronowej jest układ kształtu π. Określamy następnie macierz $[\hat{Y}_l]$ dla lampy elektronowej. Aby układ lampowy był równoważny układowi tranzystorowemu, musimy uzupełnić go za pomocą takiego układu kształtu π, reprezentowanego przez macierz $[\hat{Y}_\pi]$, który spełnia warunek:

$$[\hat{Y}_l]+[\hat{Y}_\pi]=[\hat{Y}_T]. \qquad [3.23]$$

Zależność [3.23] odpowiada układowi elektrycznemu przedstawionemu na rysunku 3.38. Gdy w równoważnym układzie lampo-



Rys. 3.38. Równoważne układy zastępcze lampowy i tranzystorowy

wym lub tranzystorowym zachodzi odwrócenie fazy o π radianów (180°), wtedy układ uzupełniający, określony macierzą $[\hat{Y}_\pi]$, musi zawierać idealny transformator o przekładni 1 : 1 uwzględniający tę zmianę fazy.

3.5.3. Przykład transformacji

Znajdziemy dla przykładu układ lampowy o wspólnej katodzie, równoważny układowi tranzystorowemu w połączeniu *WE*.

Dla układu lampowego o wspólnej katodzie i o wielkościach charakterystycznych lampy S_a i ϱ_a otrzymujemy macierz $[\hat{Y}_l]$ w postaci:

$$[\hat{Y}_l]=\begin{bmatrix} 0, & 0 \\ -S_a, & \frac{1}{\varrho_a} \end{bmatrix} \qquad [3.24]$$

zaś dla tranzystora w połączeniu WE w postaci:

$$[\hat{Y}_T] = \frac{1}{\Delta}\begin{bmatrix} r_e + r_k(1-\alpha), & -r_e \\ -r_e + \alpha r_k, & r_e + r_b \end{bmatrix}, \qquad [3.25]$$

gdzie:

$$\Delta = r_e r_b + r_k[r_e + r_b(1-\alpha)].$$

Macierz $[\hat{Y}_\pi]$ otrzymujemy jako wynik odejmowania macierzy [3.24] i [3.25]:

$$[\hat{Y}_\pi] = \begin{bmatrix} \frac{1}{\Delta}[r_e + r_k(1-\alpha)], & \frac{-r_e}{\Delta} \\ \frac{1}{\Delta}(\alpha r_k - r_e) + S_a, & \frac{1}{\Delta}(r_e + r_b) - \frac{1}{\varrho_a} \end{bmatrix}. \qquad [3.26]$$

Ponieważ czwórnik typu $[\hat{Y}_\pi]$ jest bierny, musi spełniony być warunek:

$$-\frac{r_e}{\Delta} = \frac{1}{\Delta}(\alpha r_k - r_e) + S_a,$$

czyli [3.27]

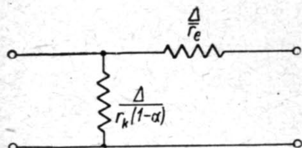
$$S_a = -\frac{1}{\Delta}\alpha r_k,$$

skąd otrzymamy:

$$\frac{1}{S_a} = \frac{r_b}{\Delta},$$

uwzględniając te zależności znajdujemy macierz $[\hat{Y}_\pi]$ w postaci:

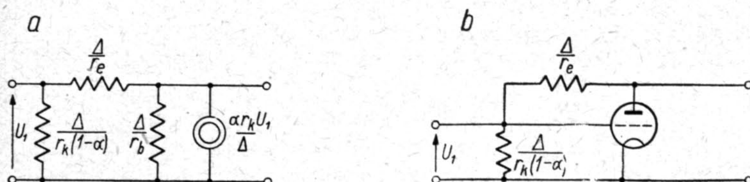
$$[\hat{Y}_\pi] = \frac{1}{\Delta}\begin{bmatrix} r_e + r_k(1-\alpha), & -r_e \\ -r_e, & r_e \end{bmatrix}. \qquad [3.28]$$



Rys. 3.39. Układ kształtu π uzupełniający układ lampowy

Układ odpowiadający tej macierzy przedstawiono na rysunku 3.39. Układ tranzystora kształtu π przedstawiono na rysunku 3.40a, zaś równoważny mu układ lampowy przedstawiono na rysunku 3.40b. Transformator odwracający fazę nie jest tu potrzebny, gdyż układ tranzystorowy w połączeniu WE odwraca fazę o 180° podobnie jak układ lampowy.

Na zakończenie rozważań podkreślimy, że budowane w praktyce wzmacniające układy tranzystorowe, zastępujące określone układy lampowe, składają się zawsze z większej liczby tranzystorów niż liczba lamp użyta w równoważnym układzie lampowym. Ten współczynnik wzrostu wynosi zwykle od 1,6 do 2. Towarzyszy temu również wzrost liczby użytych w układzie tranzystorowym podzespołów.



Rys. 3.40. Równoważne układy zastępcze:

a — tranzystorowy w połączeniu *WE*; b — lampowy

Odwrotna sytuacja istnieje w układach wytwarzających prądowe przebiegi odkształcone. Układy tranzystorowe są w tym przypadku dużo prostsze niż układy lampowe i liczba użytych podzespołów jest dużo mniejsza.

LITERATURA

1. *L. D. Armstrong, D. A. Jenny:* Behaviour of Germanium-Junction Transistors at Elevated Temperatures and Power-Transistors Design. PIRE, March 1954.
2. *P. Bargellini, M. Herscher:* Investigations of Noise in Audio Frequency Amplifiers Using Junction Transistors. PIRE, February, 1955.
3. *W. E. Bradley:* Principles of the Surface-Barrier Transistor. PIRE, nr 12, 1953.
4. *H. Frank, V Snejdar, V. Ilberg:* Hrotowe transistory. Slaboproudovy obzor, 16, 1955.
5. *L. J. Giacoletto:* Junction Transistor Equivalent Circuits and Vacuum-Tube Analogy. PIRE, str. 1490, 1953.
6. *E. Molloy.* Crystal Rectifiers and Transistors, 1954.
7. *R. Petritz:* On the Theory of Noise in *p-n* Junctions and Related Devices. PIRE, November, 1952.
8. *R. L. Pritchard:* Frequency Variations of Current Amplification Factor for Junction Transistors. PIRE, nr 11, 1952.
9. *R. L. Pritchard:* Frequency Variations of Junction Transistor Parameters. PIRE, May, 1954.
10. *T. Reiner:* Über die Formierung von Germanium Oberflächen. Zeitschrift für angew. Physik, vol. B, 5, 1953.
11. *W. Rosiński:* Tranzystory. Rozprawy elektrotechniczne, t. I, zeszyt 5, 1956.
12. *W. Rosiński, J. Groszkowski:* Doświadczalne tranzystory punktowe model TP. Archiwum Elektrotechniki, t. IV, zeszyt 2.

13. *W. Rosiński, J. Pultorak:* Wpływ formowania na częstotliwość graniczną tranzystora punktowego. Archiwum elektrotechniki, t. IV, zeszyt 2.
14. *W. Rosiński:* Tranzystory, Przegląd Telekomunikacyjny, nr 5, 1954.
15. *R. Ryder, S. Sittner:* Transistor Reliability Studies. PIRE, February, 1954.
16. *J. Tauc:* Krystalove diody a triody. Praha 1952.
17. *H. Schenkel, H. Statz:* Voltage Punch-Through and Avalanche Break Down nad their Effect on the Maximum Operating Voltages for Junction Transistors. PNSC, vol. 10, 1954.
18. *R. F. Shea*: Principles of Transistor Circuits, 1954.
19. *J. Shaffner:* Junction Transistor Applications. Advances in Electronics, t. V, 1954.
20. *J. Shaffner, E. Keonjian:* An Experimental Investigation of Transistor Noise. PIRE, November, 1952.
21. *W. Shockley:* Electrons and Holes in Semiconductors, 1950.
22. *H. Statz, E. Guillemin, R. Pucel:* Design Considerations of Junction Transistors at Higher Frequencies. PIRE, November, 1954.
23. *M. Strutt:* Transistoren, 1954.
24. *R. Wallace, J. Schimpf, E. Dickten:* A Junction Transistor Tetrode for High Frequency Use. PIRE, nr 11, 1952.
25. *W. Volkers, N. Pedersen:* The Hushed Transistor Amplifier. Tele-Tech., nr 1 i 2, 1956.
26. *Van der Ziel:* Fluctuation Phenomena. Advances in Elektronics, Vol 4, 1952.

Rozdział 4

ZASADY PROJEKTOWANIA TRANZYSTORÓW

4.1. ZASADY PROJEKTOWANIA TRANZYSTORÓW OSTRZOWYCH

4.1.1. Kryteria doboru materiału elektrod oraz konstrukcji

Tranzystory ostrzowe stosowane są zazwyczaj w układach generacyjnych, przełączających lub wzmacniających.

Poszczególne rodzaje zastosowań wymagają odpowiedniego doboru wartości takich parametrów tranzystora, jak zwarciowy współczynnik wzmocnienia prądowego α, oporność emitera r_e, oporność bazy r_b, oporność kolektora r_k oraz częstotliwość graniczna $f_{g\alpha}$, które zależą z kolei od następujących czynników:

a) parametrów półprzewodnika;
b) rodzaju metalu użytego na ostrza;
c) procesów technologicznych;
d) konstrukcji tranzystora.

Ścisła znajomość powyższych czynników umożliwia w pewnym stopniu wykonanie tranzystora o zadanych z góry charakterystykach i zakresie częstotliwości, przystosowanych do pracy w odpowiedniego rodzaju układach. Dobrze wykonany tranzystor powinien dawać duże wzmocnienie mocy k_p przy jednoczesnym zachowaniu warunków stabilności układu.

Tranzystor ostrzowy pracuje zazwyczaj w układzie o wspólnej bazie. W tym przypadku wzmocnienie mocy wyrażamy następującą zależnością:

$$k_p = \frac{\alpha^2}{\left(1+\frac{r_b}{r_k}+\frac{R_{obc}}{r_k}\right)\left[\frac{r_b}{R_{obc}}\left(1-\alpha+\frac{r_e}{r_k}+\frac{R_{obc}}{r_k}\right)+\frac{r_e}{R_{obc}}\left(1+\frac{R_{obc}}{r_k}\right)\right]}, \quad [4.1]$$

gdzie: α, r_e, r_b, r_k — parametry tranzystora;
R_{obc} — oporność obciążenia.

Analiza powyższego wyrażenia wykazuje, że wzmocnienie rośnie ze wzrostem współczynnika α. Dlatego też tak należy dobierać warunki pracy tranzystora, aby współczynnik ten osiągał możliwie duże wartości.

Zależność [4.1] wskazuje jednocześnie, że układ staje się niestabilny w przypadku, gdy wyrażenie znajdujące się w mianowniku w nawiasie prostokątnym jest ujemne lub równe zeru. Toteż parametry tranzystora muszą być dobrane tak, aby:

$$r_b\left(1-\alpha+\frac{r_e}{r_k}+\frac{R_{obc}}{r_k}\right)+r_e\left(1+\frac{R_{obc}}{r_k}\right)>0. \qquad [4.2]$$

Stąd otrzymuje się ostatecznie:

$$\alpha<1+\frac{r_e}{r_b}\left(1+\frac{R_{obc}}{r_k}\right)+\frac{r_e}{r_k}+\frac{R_{obc}}{r_k}. \qquad [4.3]$$

Z zasady działania tranzystora ostrzowego wiemy, że stosunek oporności $\frac{r_e}{r_k}$ jest mały (mniejszy niż $\frac{1}{10}$). Stąd wniosek, że maksymalną wartość współczynnika α ogranicza stosunek $\frac{r_e}{r_b}$, który powinien być jak największy, a więc oporność r_b powinna być możliwie mała.

Zastanówmy się więc nad tym, jakie czynniki i w jakim stopniu wpływają na poszczególne parametry tranzystora.

4.1.1.1. *Zwarciowy współczynnik wzmocnienia prądowego*

Zwarciowy współczynnik wzmocnienia prądowego

$$\alpha=-\left|\frac{\partial I_k}{\partial I_e}\right|_{U_k=\text{const}} \qquad [4.4]$$

wygodnie jest określać, jak wiadomo z rozdziału 1, jako funkcję trzech czynników α^*, β i γ, które wyznaczamy ze stosunków:

$$\alpha^*=\frac{\partial I_k}{\partial I_{km}}, \quad \beta=-\frac{\partial I_{km}}{\partial I_{em}}, \quad \gamma=\frac{\partial I_{em}}{\partial I_e},$$

gdzie indeks „m” oznacza wartość prądu nośników mniejszościowych.

Współczynnik α^* określa wpływ prądu nośników mniejszościowych, przychodzących do obszaru bariery kolektora, na całkowity prąd kolektora, i wyraża się zależnością:

$$\alpha^* = 1 + \frac{u_e}{u_h}. \qquad [4.5]$$

Chcemy zazwyczaj, aby współczynnik α był duży. W związku z tym do produkcji tranzystorów używamy półprzewodnika o dużym stosunku ruchliwości nośników $\frac{u_e}{u_h}$. Stosunek ruchliwości nośników $\frac{u_e}{u_h}$ można powiększyć przez elektryczne formowanie styku kolektora. W tym celu ostrze kolektora wykonuje się z fosforo-brązu i formuje się go w kierunku wstecznym (zaporowym) impulsami prądu o dużej wartości i krótkim czasie trwania. Formowanie to powoduje powstanie w półprzewodniku w okolicy styku nieregularności zwanych „pułapkami", które posiadają zdolność przetrzymywania nośników mniejszościowych, co w efekcie zmniejsza ich ruchliwość i powoduje wzrost stosunku ruchliwości nośników $\frac{u_e}{u_h}$, a co za tym idzie wzrost α^*.

Współczynnik β określa stosunek ilości nośników mniejszościowych, dochodzących do obszaru kolektora i tworzących prąd w jego obwodzie, do nośników mniejszościowych wprowadzonych przez emiter; jest on funkcją czasu życia τ oraz czasu przelotu t_p nośników z emitera do kolektora. Czas przelotu t_p jest z kolei funkcją odległości S_{EK} między tymi elektrodami. Współczynnik β określa się zależnością:

$$\beta = \frac{1 - e^{-\left(j\omega t_p + \frac{t_p}{\tau}\right)}}{\left(j\omega t_p + \frac{t_p}{\tau}\right)}, \qquad [4.6]$$

gdzie ω — pulsacja sygnału.

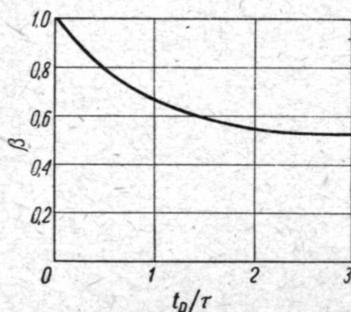
Czas przelotu t_p określa się zależnością:

$$t_p = \frac{\sigma S_{EK}^3}{u I_e}, \qquad [4.7]$$

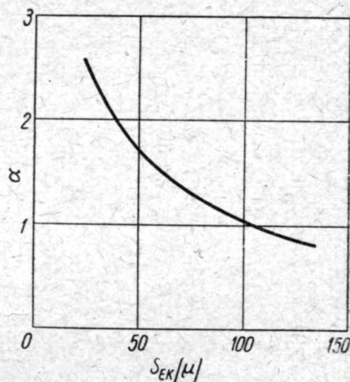
gdzie: σ — przewodność płytki;
S_{EK} — odległość styków emitera i kolektora;
u — ruchliwość nośników mniejszościowych;
I_e — prąd emitera.

Czas przelotu t_p obliczony na podstawie tego wzoru jest trzy lub czterokrotnie mniejszy niż otrzymany doświadczalnie i zależy ze względu na wpływ pola elektrycznego od układu elektrod. Wartości t_p są na ogół większe w przypadku osiowego układu elektrod. Ze względu na duże oddziaływanie prądu emitera I_e na przewodność σ stosunek $\frac{\sigma}{I_e}$ pozostaje stały i w praktyce czas przelotu t_p nie zależy ani od przewodności płytki, ani od prądu emitera.

Przy dostatecznie małych częstotliwościach ($\omega t_p \ll 1$) wielkość β w zależności od stosunku $\frac{t_p}{\tau}$ ma przebieg podany na rysunku 4.1.



Rys. 4.1. Zależność współczynnika β od stosunku czasu przelotu t_p do czasu życia nośników τ



Rys. 4.2. Zależność współczynnika α od odległości styków emitera i kolektora

Przebieg ten otrzymano z uproszczonej zależności:

$$\beta = \frac{\tau}{t_p}\left(1 - e^{-\frac{t_p}{\tau}}\right). \qquad [4.8]$$

W celu uzyskania β bliskiego jedności należy stosować materiały półprzewodnikowe o dużym czasie życia nośników, a więc i znacznej oporności właściwej. Zapewnia to dużą niezależność współczynnika α od normalnie spotykanego w produkcji rozrzutu odległości ostrzy. Wpływ odległości styków emitera i kolektora na wartość współczynnika α ilustruje rysunek 4.2.

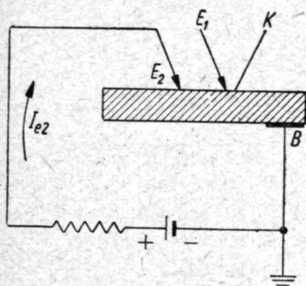
Współczynnik wprowadzania nośników mniejszościowych γ określa stosunek prądu mniejszościowego emitera do całkowitego prądu emitera.

Wartość współczynnika γ zależy tylko od wartości prądu emitera; przy prądach emitera mniejszych od 5 mA wartość współczynnika γ wynosi 0,9 ÷ 0,95 dla germanu o przewodnictwie typu n. Wartość γ w tym przypadku nie zależy od rodzaju metalu stosowanego na ostrze emitera. Dla tranzystorów typu p wartość współczynnika γ zależy od rodzaju metalu emitera oraz od sposobu formowania jego styku i wynosi od 0,3 do 0,65.

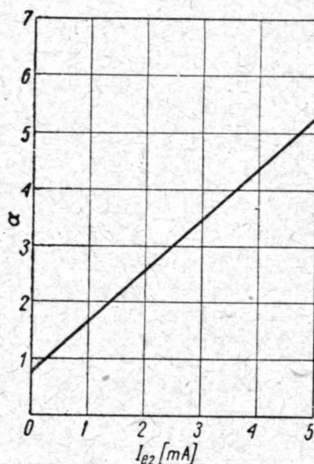
Reasumując należy stwierdzić, że zwarciowy współczynnik wzmocnienia prądowego α jest bardzo czułym parametrem tranzystora ostrzowego.

Ze względu na wielkość współczynnika α należy rozróżnić kilka konstrukcji tranzystorów. Wartości α wynoszące od 1,5 do 3,5 są typowe dla tranzystorów typu A i rzadko przekraczają podaną górną wartość.

Większe wartości współczynnika α wynoszące od 2,5 do 5 uzyskuje się w tranzystorach ostrzowo-warstwowych. Jeszcze większe wartości α, wynoszące nawet 20, otrzymuje się w tranzystorach-tetrodach o takiej konstrukcji elektrod, jak podana na rysunku 4.3. W tym przypadku wzrost współczynnika α następuje dzięki przepływowi dodatkowego stałego prądu emitera I_{e2}. Zależność współczynnika α od prądu I_{e2} dla tranzystora-tetrody jest liniowa (rys. 4.4).



Rys. 4.3. Zasada konstrukcji tranzystora-tetrody o dużym współczynniku α



Rys. 4.4. Zależność współczynnika α od prądu dodatkowego emitera w tranzystorze-tetrodzie

4.1.1.2. Oporność emitera r_e

Oporność emitera jest sumą oporności bariery oraz oporności obszaru między stykiem a barierą. Obydwie te wielkości są w przybliżeniu odwrotnie proporcjonalne do wielkości prądu emitera I_e.

Oporność emitera jest odwrotnie proporcjonalna do promienia styku ostrza emitera i wprost proporcjonalna do oporności właściwej półprzewodnika.

Oporność emitera wykazuje dosyć duży rozrzut i przyjmuje (w zależności od punktu pracy tranzystora) wartości od kilkudziesięciu do kilkuset omów.

Formowanie elektryczne styku emitera w przypadku tranzystora typu *n* zmniejsza wyraźnie wartość r_e, jednakże nie jest ono stosowane w praktyce, gdyż wpływa niekorzystnie na kształt charakterystyk wyjściowych tranzystora, bądź przesuwając je ku większym wartościom prądu kolektora, bądź zmniejszając współczynnik α.

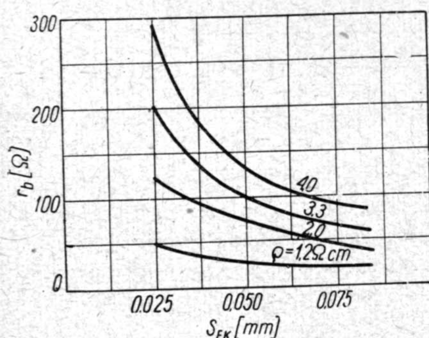
4.1.1.3. *Oporność bazy r_b*

Jak już wspomnieliśmy, oporność bazy r_b decyduje w znacznym stopniu o stabilności układów tranzystorowych, toteż wartość jej powinna być możliwie mała.

Dla tranzystora typu *A* oporność bazy r_b wyznaczyć można przy stosunku $\frac{S_{EK}}{W} \ll 1$ z wyrażenia:

$$r_b = \frac{\varrho}{2\pi S_{EK}}\left[1 - 0{,}693\frac{S_{EK}}{W} + 0{,}113\left(\frac{S_{EK}}{W}\right)^3\right], \qquad [4.9]$$

gdzie: W — grubość płytki półprzewodnika;
S_{EK} — odległość styków emitera i kolektora.



Rys. 4.5. Zależność oporności bazy tranzystora od odległości styków emitera i kolektora i od oporności właściwej germanu przy grubości płytki 0,5 mm

Na rysunku 4.5 podano wykres, za pomocą którego można określić oporności bazy tranzystora w funkcji odległości ostrzy S_{EK} dla różnych wartości oporności właściwej ϱ germanu i przy grubości płytki W = 0,5 mm.

Małe wartości r_b uzyskuje się więc przez wybór półprzewodnika o małej oporności właściwej ($\varrho = 1 \div 3\ \Omega$ cm) i stosunkowo małej grubości płytki.

Możliwe do uzyskania grubości płytek germanowych (ze względu na kruchość tego materiału) są rzędu 60÷80 μ. Jed-

nakże doświadczenia wykazują, że łatwiej jest uformować tranzystor zbudowany na płytce o grubości rzędu 200 ÷ 250 μ. Ostatecznie, idąc na kompromis między wielkością r_b i łatwością formowania tranzystorów, stosuje się płytki o grubościach około 150 μ. Proces formowania jest szkodliwy ze względu na r_b, gdyż wywołuje wzrost tego parametru wskutek zmniejszenia się efektywnej wartości S_{EK}.

Dla tranzystora osiowego oporność bazy określa się z zależności:

$$r_b = \frac{\varrho}{8\pi W}. \qquad [4.10]$$

W danym przypadku oporność bazy zależna jest tylko od grubości płytki i jej oporności właściwej.

4.1.1.4. *Oporność kolektora r_k*

Wartość oporności kolektora r_k trudno jest z góry przewidzieć ze względu na duży wpływ procesu formowania na ten parametr. Można jednak stwierdzić, że oporność kolektora r_k zależy od oporności zastosowanego półprzewodnika, od rodzaju metalu ostrza kolektora, jego średnicy oraz nacisku.

Im większa jest oporność właściwa ϱ germanu, tym większa bywa oporność r_k tranzystora. Jednakże formowanie tranzystora zbudowanego na germanie o dużej wartości ϱ jest trudne.

Oporność r_k maleje ze wzrostem średnicy styku ostrza kolektora.

4.1.1.5. *Częstotliwość graniczna $f_{g\alpha}$*

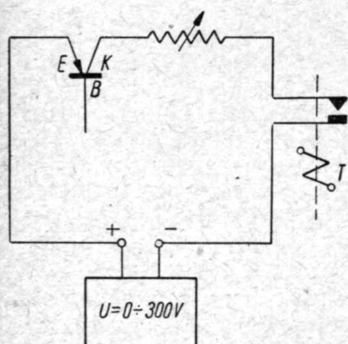
Wartość częstotliwości granicznej tranzystora jest odwrotnie proporcjonalna do czasu przelotu t_p, a więc odwrotnie proporcjonalna do trzeciej potęgi odległości między ostrzami emitera i kolektora S_{EK} (wzór [4.7]). Ze względu na wpływ ruchliwości nośników na czas przelotu należy na tranzystory dobierać german o takiej przewodności i takim typie przewodnictwa, dla których wartość ruchliwości nośników u jest największa.

Z wartości podanych w tablicy 1.1 oraz z zależności przedstawionej na rysunku 1.11 wynika, że dużą częstotliwość graniczną posiadają tranzystory zbudowane na germanie typu p o oporności właściwej, wynoszącej co najmniej 1 Ωcm.

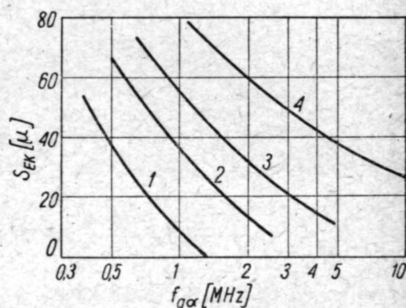
Poza tym częstotliwość graniczna $f_{g\alpha}$ zależy od procesu formowania tranzystora. Najlepsze wyniki uzyskuje się przy formowa-

niu międzyostrzowym tranzystora za pomocą krótkich impulsów o dużej wartości prądu w takim układzie, jak pokazano na rysunku 4.6.

Na rysunku 4.7 przedstawiono wykres ilustrujący zależność częstotliwości granicznej od odległości między stykami emitera i kolektora oraz od sposobu formowania tranzystora.



Rys. 4.6. Układ do formowania styku kolektora w kierunku zaporowym (kolektor-emiter)



Rys. 4.7. Zależność częstotliwości granicznej od odległości między stykami emitera i kolektora oraz od sposobu formowania tranzystorów typu *n*:

1 — nie formowanych lub formowanych długimi impulsami; *2* — formowanych krótkimi impulsami między stykiem kolektora a bazą; *3* — formowanych krótkimi impulsami między stykiem kolektora i emitera; *4* — krzywa podana przez Slade'a

4.1.2. Procesy technologiczne

4.1.2.1. Technologia montażu

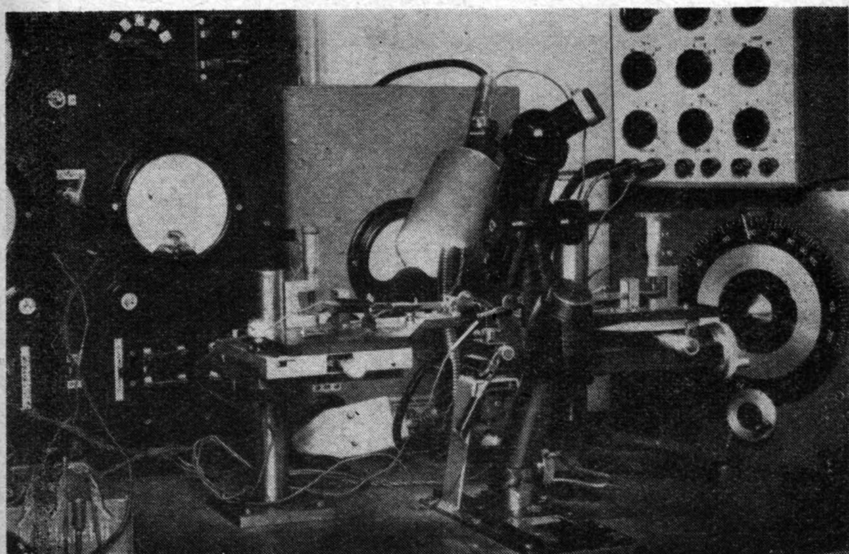
Tranzystory ostrzowe można podzielić na dwie grupy.

P i e r w s z a g r u p a obejmuje te konstrukcje tranzystorów, w których każdą elektrodę ostrzową zestawia się osobno na płytce półprzewodnikowej, posługując się w tym celu precyzyjnym urządzeniem, jakim jest tzw. mikromanipulator (rys. 4.8).

D r u g ą g r u p ę stanowią tranzystory o takiej konstrukcji elektrod ostrzowych, która zapewnia utrzymanie wymaganej odległości między ostrzami bez potrzeby posługiwania się mikroma-

nipulatorem. W tym przypadku styki elektrod ostrzowych z płytką półprzewodnikową uzyskuje się zazwyczaj przez odpowiednią manipulację trzymakiem, na którym przylutowana jest płytka.

Typowym przedstawicielem grupy pierwszej jest tranzystor o konstrukcji podanej na rysunku 3.4. Elektrody ostrzowe w tym tranzystorze ustawia się na płytce germanowej przy pomocy mikromanipulatora, umożliwiającego ustawienie ostrzy w dowolnej



Rys. 4.8. Mikromanipulator

względem siebie odległości i w dowolnym punkcie płytki. Ostrza unieruchamia się przez przylutowanie ich do drucików metalowych wtopionych w szklany krążek, które są jednocześnie odprowadzeniami elektrod na zewnątrz tranzystora.

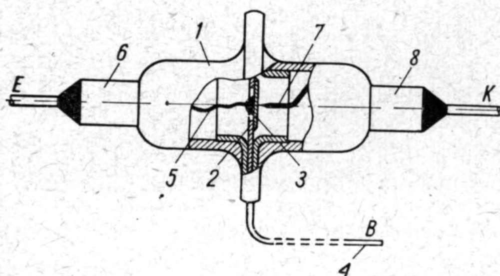
Ustawienie i lutowanie ostrzy odbywa się pod mikroskopem. Jednocześnie obserwuje się wzmocnienie, jakie daje tranzystor włączony podczas zestawienia do układu wzmacniacza. Po zestawieniu, przylutowaniu i obcięciu zbytecznych części sprężynek fosforobrązowych zestaw elektrod zabezpiecza się specjalną masą zalewną o dobrych własnościach elektrycznych, izolującą tranzystor od szkodliwych wpływów wilgoci. Całość poddaje się następnie kilkudniowemu suszeniu (np. za pomocą promiennika pod-

czerwieni), po czym zamyka się w oprawce i poddaje procesowi elektrycznego formowania.

Typowym przedstawicielem grupy drugiej jest tranzystor o konstrukcji podanej na rysunku 3.6. Elektrody ostrzowe tego tranzystora wykonuje się z dwóch sklejonych tasiemek fosforobrązowych, stosując w tym celu specjalny klej o dużej przyczepności do metalu i dobrych własnościach elektrycznych. Wymaganą odległość między ostrzami zapewniają w tym przypadku specjalnie wykonane szczypce, za pomocą których skleja się tasiemki fosforobrązowe. Następnie sprężynki te suszy się, odpowiednio kształtuje i wkleja do bakelitowego krążka sprawdzając jednocześnie prostopadłość ich ustawienia. Ostrza wykonuje się przycinając sprężynki w sposób zilustrowany na rysunku 3.7 za pomocą gilotynki, która musi być tak zbudowana, aby ostrza były identyczne co do długości i kształtu i nie posiadały zadr.

Tranzystor tego typu może być zestawiany ręcznie przez odpowiednią manipulację trzymakiem, na którym przylutowana jest płytka germanowa.

Po ustaleniu styku ostrzy z płytką zestaw elektrod zabezpiecza się odpowiednią masą, a po wysuszeniu i zamknięciu w oprawce dokonuje się formowania elektrycznego.



Rys. 4.9. Schemat konstrukcji tranzystora ostrzowo-warstwowego opracowanego w Zakładzie Elektroniki PAN:

1 — oprawka szklana; *2* — krążek niklowy; *3* — płytka germanowa; *4* — odprowadzenie bazy; *5* — odprowadzenie emitera *6* — prowadnica emitera: *7* — ostrze kolektora; *8* — prowadnica kolektora

Tranzystory ostrzowe mają cały szereg wad, do których należy zaliczyć małą moc admisyjną, niestałość parametrów w czasie, duże szumy oraz małą trwałość.

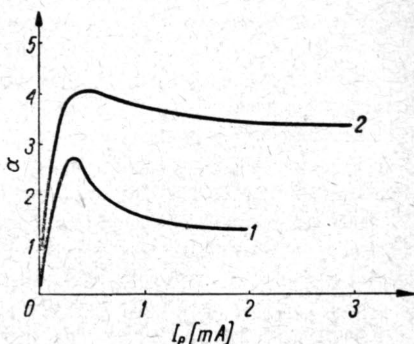
Wad tych nie ma tranzystor ostrzowo - warstwowy o konstrukcji podanej na rysunku 4.9, opracowany w Zakładzie Elektroniki IPPT PAN.

Tranzystor ten ma bowiem moc admisyjną wynoszącą około 0,4 W, a więc dużo większą od mocy admisyjnej najlepszych nawet tranzystorów typu *A*.

Tranzystor ostrzowo-warstwowy jest bardzo mało wrażliwy na przeciążenia, co zapewnia mu dużą trwałość oraz dużą stabilność parametrów w czasie.

Ponadto tranzystor ten charakteryzuje duża wartość współczynnika α o stosunkowo płaskim przebiegu w funkcji prądu emitera, a więc o przebiegu lepszym niż w przypadku tranzystorów typu A (porównaj krzywe na rysunku 4.10).

Tranzystor ostrzowo - warstwowy jest pewną odmianą tranzystora osiowegc różniącą się od niego tym, że ostrze emitera zastąpiono stopowym przejściem p-n, zapewniającym mu minimalne szumy i dużą niezależność współczynnika α od prądu emitera.



Rys. 4.10. Zależność współczynnika α od prądu emitera:

1 — w zwykłym tranzystorze ostrzowym; 2 — w tranzystorze ostrzowo-warstwowym

Tranzystor ostrzowo-warstwowy cechuje duża prostota montażu. Części metalowo-szklane oprawki *1* (rys. 4.9) spawa się ze sobą poprzez krążek niklowy *2*, na którym przylutowana jest płytka germanowa *3* z wykonanym uprzednio przejściem p-n. Przejście to wykonuje się w próżni używając jako domieszki indu. Po wykonaniu odprowadzenia bazy *4* obrzeże oprawki zabezpiecza się specjalnym lakierem. Następnie po wykonaniu odprowadzenia emitera *5*, np. w postaci sprężynki metalowej pobielonej na końcu indem i wlutowanej do prowadnicy *6* oprawki, przystępuje się do zestawienia tranzystora w układzie charakterografu. Zestawienie to polega na ustawieniu fosforobrązowego ostrza kolektora *7* na płytce germanu naprzeciwko obszaru przejścia p-n emitera, przylutowaniu go do prowadnicy *8* i formowaniu elektrycznym, którego efekt obserwuje się bezpośrednio na oscyloskopie charakterografu.

Konstrukcja tranzystora ostrzowo-warstwowego jest hermetyczna i zapewnia mu dużą trwałość chroniąc go przed szkodliwym działaniem pary wodnej.

4.1.2.2. Technologia płytki półprzewodnikowej

Parametry półprzewodnika stosowanego do produkcji tranzystorów ostrzowych powinny odpowiadać wymaganiom wynikającym z dyskusji przeprowadzonej w punkcie 4.1.1.

Płytki używane do produkcji tranzystorów ostrzowych typu A mają wymiary 1 × 1 × 0,15 mm, zaś płytki używane do produkcji

tranzystorów osiowych i ostrzowo-warstwowych są nieco większe i mają wymiary 3 × 3 × 0,15 mm.

Płytki te otrzymuje się przez pocięcie monokryształu germanu na krążki o grubości 0,2 mm i średnicy około 15 mm, które po zeszlifowaniu do odpowiedniej grubości tnie się na kwadraciki o żądanych wymiarach, a następnie w celu dokładnego oczyszczenia ich powierzchni poddaje się procesowi chemicznego trawienia w mieszance kwasów fluorowodorowego HF i azotowego HNO_3 podgrzanych do około 40°C.

Do cięcia germanu, którego twardość w skali mineralogicznej wynosi 6,0÷6,5, stosuje się zazwyczaj specjalne tarcze miedziane lub ze specjalnego brązu, zawierające wprasowany lub wmłotkowany na obwodzie proszek diamentowy. Można również używać tarcz miedzianych smarowanych w czasie pracy proszkiem diamentowym lub karborundowym rozpuszczonym np. w terpentynie, lecz w tym przypadku prędkość cięcia znacznie się zmniejsza.

Tarcze te mają grubość nie mniejszą niż 0,1 mm i średnicę 60÷80 mm. Cięcia dokonuje się przy dużych prędkościach obrotowych tarcz, wynoszących 3000÷7000 obrotów na minutę.

Odpad germanu przy dobrze wykonanej tarczy wynosi około 50%. Szlifowania i polerowania płytek dokonuje się przy użyciu karborundowych tarcz szlifierskich.

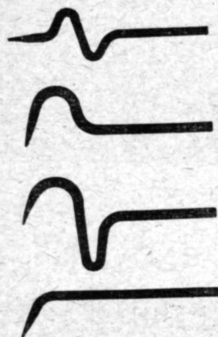
Po oczyszczeniu powierzchni płytek metodą trawienia chemicznego i zbadaniu, czy są one wolne od jakichkolwiek nalotów, wykonuje się w próżni złącza *p-n* emitera (dotyczy to tylko tranzystorów ostrzowo-warstwowych) stosując w tym celu, jako domieszkę, ind. Proces ten wymaga nagrzania płytki do około 530°C w czasie 3 minut. Tak przygotowane płytki przylutowuje się (również w próżni) do metalowego krążka niklowego stanowiącego połączenie bazy. Lutuje się za pomocą stopu ołowiowo-cynowego w temperaturze 300°C w ciągu 1 minuty. Całość poddaje się chemicznemu trawieniu najpierw mieszanką kwasów fluorowodorowego i azotowego, a następnie samym kwasem azotowym w celu oczyszczenia powierzchni germanu z napylonego indu, ołowiu i cyny. Płukanie w bieżącej wodzie destylowanej i dokładne osuszenie tak przygotowanych płytek jest końcową fazą procesu.

4.1.2.3. Technologia ostrzy

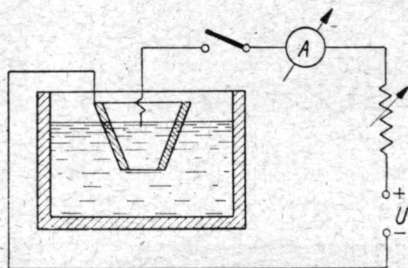
Ostrza stosowane w tranzystorach wykonuje się zazwyczaj metodą polerowania elektrolitycznego z odpowiednio ukształtowanego drutu fosforobrązowego (rys. 4.11) o średnicy 0,15 ÷ 0,25 mm. Polerowanie elektrolityczne przeprowadza się w układzie pokaza-

nym na rysunku 4.12 stosując jako elektrolit 10% roztwór wodny kwasu azotowego.

Średnica wykonanego ostrza nie powinna być większa niż 10 μ w przypadku tranzystorów typu A i 20 μ w przypadku tranzystorów ostrzowo-warstwowych.



Rys. 4.11. Różne kształty elektrod ostrzowych stosowanych w technologii tranzystorów



Rys. 4.12. Układ do elektrolitycznego polerowania ostrzy

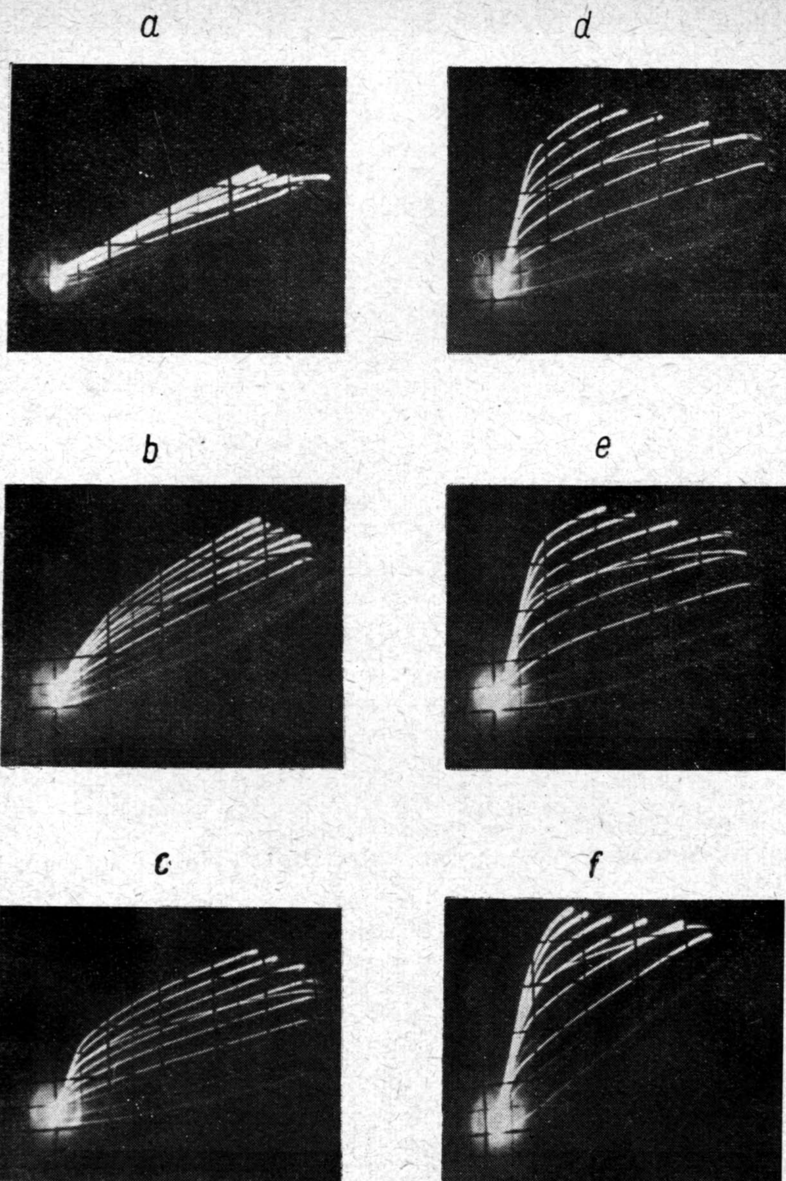
Po wykonaniu ostrzy przemywa się je w rozcieńczonym kwasie azotowym, a po wypłukaniu i wysuszeniu część nie stanowiącą ostrza pokrywa się cyną w celu łatwiejszego lutowania do odpowiednich odprowadzeń.

4.1.2.4. *Formowanie elektryczne styku kolektora*

Styk fosforo-brązowego ostrza kolektora z germanem typu n formuje się w kierunku zaporowym ze względu na to, że tylko ten sposób formowania pozwala na uzyskanie dużych wartości współczynnika α w tranzystorze.

Badania wykazały, że najlepsze rezultaty daje formowanie międzyostrzowe (rys. 4.6) krótkimi impulsami prądu o czasie trwania nie przekraczającym 10 msek. Stosuje się w tym przypadku stopniowe formowanie coraz to większym prądem, którego wartość może sięgać kilkuset mA.

Kolejne zmiany kształtu charakterystyk wyjściowych w miarę formowania tranzystora przedstawiono na rysunku 4.13. Z charakterystyk tych wynika, że wzrostowi prądu formowania towa-



Rys. 4.13. Kolejne zmiany kształtu charakterystyk wyjściowych tranzystora ostrzowego pod wpływem formowania elektrycznego:

a — charakterystyka tranzystora nie formowanego; b, c, d — stadia przejściowe charakterystyk w czasie formowania; e — charakterystyka tranzystora uformowanego; f — charakterystyka tranzystora przeformowanego

rzyszy rozsuwanie się charakterystyk, a więc wzrost współczynnika α. Przy pewnej wartości prądu formowania osiąga się charakterystyki wyjściowe o optymalnym kształcie (rys. 4.13e). Dalsze doformowywanie tranzystora jest szkodliwe, gdyż powoduje niewielki procentowo wzrost α przy jednocześnie dużym zmniejszaniu się oporności r_k. Ponadto charakterystyki ulegają przesunięciu w kierunku rosnących wartości prądu kolektora, co jest zjawiskiem niepożądanym.

Powtarzalność procesu formowania osiąga się używając dokładnie polerowanych i trawionych płytek z germanu monokrystalicznego oraz stosując podobne wartości nacisku ostrzy o możliwie jednakowych wymiarach, co sprawdza się najłatwiej przez pomiar oporności styku ostrze-german w kierunku przewodzenia. Formowanie elektryczne obniża znacznie poziom szumów tranzystora ostrzowego.

4.1.2.5. *Starzenie tranzystorów*

Tranzystory ostrzowe są najmniej trwałymi przyrządami półprzewodnikowymi, toteż konieczną rzeczą jest wysortowanie wadliwie wykonanych egzemplarzy.

W tym celu przeprowadza się starzenie tranzystorów, polegające na kilkudniowym obciążeniu ich prądami o maksymalnej wartości przewidzianej dla danego typu tranzystora.

Przed tą próbą poddaje się tranzystory kilkakrotnemu cyklowi termicznemu w zakresie temperatur od —20°C do +50°C.

4.2. ZASADY PROJEKTOWANIA TRANZYSTORÓW WARSTWOWYCH

4.2.1. Dobór materiału półprzewodnikowego

Podstawowymi materiałami półprzewodnikowymi stosowanymi obecnie przy produkcji tranzystorów warstwowych są krzem i german w postaci monokryształów; w ostatnich czasach zaczęto również stosować monokryształy stopów krzemowo-germanowych. O wyborze półprzewodnika decydują nie tylko własności elektryczne materiału półprzewodnikowego, lecz także trudności technologiczne powstające przy jego otrzymywaniu. Niewątpliwie ze względu na mały wpływ zmian temperatury otoczenia w zakresie spotykanym w urządzeniach tranzystorowych najkorzystniejszym materiałem półprzewodnikowym jest krzem. Tranzystory krzemowe pracują jeszcze zadowalająco przy temperaturach przejścia

p-n przekraczających 150°C, podczas gdy maksymalne temperatury w przypadku tranzystorów germanowych nie powinny przekraczać 100°C. Dlatego krzem jest materiałem doskonale nadającym się na tranzystory dużej mocy, natomiast ze względu na mniejszą ruchliwość nośników mniej się nadaje na tranzystory wielkiej częstotliwości.

Pomimo znacznie mniejszej wrażliwości tranzystorów krzemowych na zmiany temperatury produkuje się je w stosunkowo małych ilościach, a to ze względu na bardzo trudną technologię otrzymywania monokryształu krzemu. Temperatura topnienia krzemu wynosi bowiem około 1435°C, podczas gdy temperatura topnienia germanu jest dużo niższa i wynosi 936°C. Ponadto do krzemu łatwo przenika materiał tygla.

To spowodowało wprowadzenie do techniki tranzystorowej stopów krzemowo-germanowych, co ułatwiło obróbkę technologiczną wskutek obniżenia temperatury topnienia stopu do wartości pośrednich między 1435 a 936°C i jednocześnie zmniejszyło wpływ zmian temperatury na własności elektryczne tranzystorów.

Na podstawie rozważań przeprowadzonych w rozdziałach poprzednich można wnioskować, że takie własności materiału półprzewodnikowego, jak oporność właściwa, czas życia nośników ładunku elektrycznego oraz ruchliwość nośników wywierają decydujący wpływ na charakterystyki elektryczne tranzystora. Między tymi własnościami istnieje wzajemna zależność. Półprzewodnik o dużym czasie życia ma równocześnie dużą ruchliwość nośników i dużą oporność właściwą (rys. 1.11). Duży czas życia nośników daje się uzyskać tylko w bardzo czystych półprzewodnikach. W pierwszym przybliżeniu czas życia nośników jest odwrotnie proporcjonalny do gęstości domieszek w materiale półprzewodnika.

Rozpatrzymy obecnie, w jaki sposób wpływają wymienione wyżej czynniki na parametry elektryczne tranzystorów. Jak wiadomo z poprzednich rozdziałów, dobry tranzystor warstwowy powinien odznaczać się małą opornością bazy r_{bb}, małą pojemnością kolektora C_k, dużą częstotliwością graniczną $f_{g\alpha}$ i możliwie dużą wartością współczynnika α.

4.2.1.1. Współczynnik α_0

Rozpatrzmy, jakie własności materiału półprzewodnikowego wpływają na wartość współczynnika α_0. Jak wynika z zależności [2.48], na wartość współczynnika α ma bardzo duży wpływ stosunek szerokości bazy W_b do długości dyfuzji L_b. Ponieważ dłu-

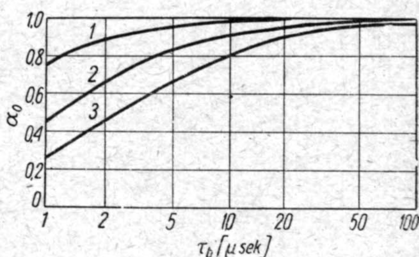
gość dyfuzji jest proporcjonalna do pierwiastka kwadratowego z czasu życia nośnika τ, więc wynika stąd prosta zależność:

$$a_0 \approx \frac{1}{1 + \frac{1}{2}\frac{W_b^2}{\tau_b D_b}}, \qquad [4.11]$$

gdzie: D_b — stała dyfuzji nośników mniejszościowych w obszarze bazy;
τ_b — czas życia nośników mniejszościowych w obszarze bazy;
W_b — szerokość bazy.

Dla uproszczenia przyjęto, że współczynnik $\gamma \approx 1$. Zależność a_0 od czasu życia nośników τ_b dla tranzystora *p-n-p* o szerokości obszaru bazy W_b = 50, 100 i 150 μ przedstawiono w postaci wykresów na rysunku 4.14.

Z wykresów tych wynika, że w tranzystorach o dużej mocy, w których ze względu na wymaganą małą oporność r_b grubość obszaru bazy wynosi nie mniej niż 100÷150 μ, materiał półprzewodnikowy musi odznaczać się dużym czasem życia nośników, wynoszącym przynajmniej 40 μ sek. Tak dużą wartość czasu życia nośników uzyskuje się tylko dla czystych materiałów półprzewodnikowych o oporności właściwej wynoszącej w przypadku germanu powyżej 2 Ωcm. Wynika stąd, że tranzystory mocy należy wykonywać z germanu o dużej czystości i bardzo dobrej jakości. Wartość czasu życia nośników mniejszościowych świadczy bowiem o prawidłowości budowy krystalicznej sieci monokryształu.



Rys. 4.14. Zależność współczynnika a_0 od czasu życia nośników dla różnych szerokości bazy:
1 — równej 50μ; 2 — równej 100μ; 3 — równej 150μ

4.2.1.2. *Częstotliwość graniczna*

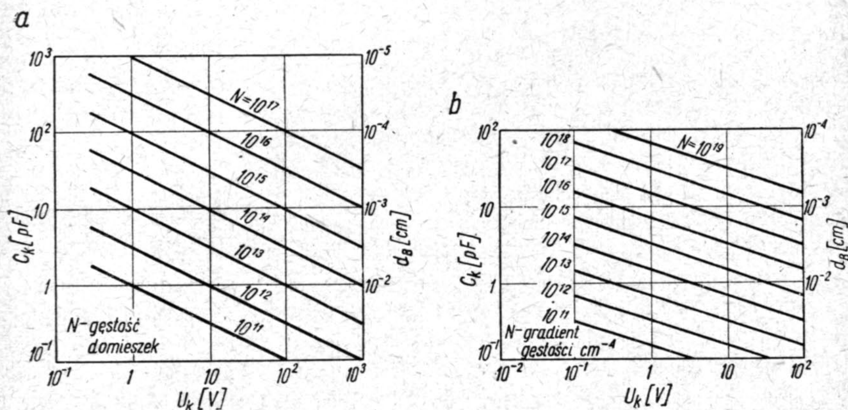
Częstotliwość graniczna określona jest przybliżonym wzorem:

$$f_{ga} = \frac{D_b}{\pi W_b^2}, \qquad [4.12]$$

Częstotliwość graniczna zależy więc w bardzo dużym stopniu od odległości przejść *p-n* emitera i kolektora określonej wielkoś-

cią W_b oraz od stałej dyfuzji, która z kolei jest proporcjonalna do ruchliwości. Ruchliwość zależy od gęstości domieszek i zmniejsza się szybko po przekroczeniu gęstości 10^{15} atomów domieszki na 1 cm^3. Odległość W_b przejść *p-n* zmienia się pod wpływem zmian napięcia wskutek poszerzenia się obszaru bariery kosztem obszaru bazy (por. punkt 1.4).

Na rysunku 4.15 pokazano wykresy wpływu napięcia i gęstości domieszek na szerokość bariery oraz pojemność przejścia *p-n*. Przy



Rys. 4.15. Zależność pojemności C_k i szerokości bariery d_B od napięcia kolektora U_k i gęstości domieszek N dla tranzystorów germanowych: a — stopowych; b — wyciąganych

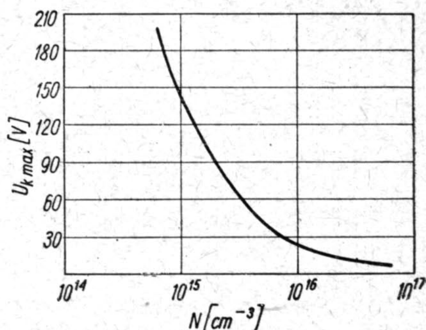
małych gęstościach domieszek (dużej oporności właściwej) i dużych napięciach kolektora szerokości bariery d_B dochodzą do 100 μ, a więc mogą być wielokrotnie większe od grubości obszaru bazy W_b. Wynika stąd, że wartość napięcia kolektora będzie znacznie wpływała na wartość częstotliwości granicznej. Zmniejszanie się bowiem szerokości obszaru bazy będzie wynosić dla tranzystorów stopowych $\frac{d_B}{6U_k}$ [cm/V], a dla tranzystorów otrzymywanych metodą wyciągania $\frac{d_B}{2U_k}$ [cm/V].

Aby otrzymać większą częstotliwość graniczną, należy na obszar bazy wybierać materiał o przewodnictwie typu *p* i oporności nie mniejszej niż 1 Ωcm ($N < 10^{15}$ cm^{-3}), co zapewnia dużą wartość stałej dyfuzji wynoszącą około 98 cm^2/sek.

4.2.1.3. *Oporność bazy i kolektora*

Oporność $r_{bb'}$ jest proporcjonalna do oporności właściwej materiału bazy, wynika więc stąd, że warunek dużej wartości współczynnika α_0, dużej częstotliwości granicznej $f_{g\alpha}$ i małej pojemności C_k jest sprzeczny z warunkiem małej oporności bazy.

Od czystości materiału półprzewodnikowego zależy również wartość oporności kolektora r_k i maksymalne napięcie kolektora $U_{k\ max}$. Im materiał jest czystszy, tym oporność kolektora jest większa i punkt zagięcia charakterystyki $U_k = f(I_k)$ ma miejsce przy większych wartościach napięcia U_k (rys. 4.16). Rozważania te wskazują, że przy wyborze materiału mamy szereg sprzecznych warunków, które zmuszają nas do wyboru bądź to kompromisowego rozwiązania, bądź to do rezygnacji z pewnych właściwości na rzecz innych właściwości.



Rys. 4.16. Zależność napięcia $U_{k\ max}$ od koncentracji domieszek w półprzewodniku

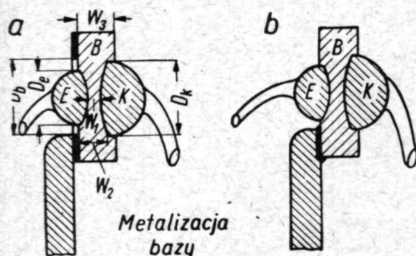
Podkreślić tu należy pewną szczęśliwą okoliczność, jaką jest niewątpliwie wpływ gęstości prądu płynącego przez obszar bazy na jej oporność. Wpływ ten wynika z zależności przewodności półprzewodnika od koncentracji nośników mniejszościowych przez niego płynących. Dzięki temu oporność właściwa obszaru bazy przy dużych koncentracjach nośników zmniejsza się odwrotnie proporcjonalnie do prądu w nim płynącego. Bardziej szczegółowe rozważania odnośnie do rodzaju stosowanych materiałów półprzewodnikowych będą przeprowadzane przy omawianiu poszczególnych rodzajów technologii przejść tranzystorowych.

4.2.2. Procesy technologiczne stosowane przy otrzymywaniu przejść *p-n*

4.2.2.1. *Przejścia stopowe*

Zanim przejdziemy do omówienia technologii tego rodzaju przejść, zastanowimy się pokrótce, jakim warunkom powinny odpowiadać przejścia *p-n* w tranzystorze. Jak wynika z rozważań

przeprowadzonych na układach zastępczych w rozdziale 2, tranzystor musi odznaczać się małą opornością bazy, dużą opornością kolektora i dużym współczynnikiem α. W tranzystorach wielkiej częstotliwości częstotliwość graniczna powinna być jak największa, a pojemność C_k jak najmniejsza. W tranzystorach mocy oporność r_k kolektora może być nieco mniejsza, pojemność C_k odgrywa mniejszą rolę, natomiast napięcie maksymalne kolektora $U_{k\,max}$ powinno być jak największe.



Rys. 4.17. Szkic konstrukcji tranzystora stopowego:

a — o kołowym połączeniu z bazą; b — o asymetrycznym połączeniu z bazą

Ażeby lepiej zrozumieć, na jakie dane konstrukcyjne tranzystora w zależności od jego zastosowania mamy wpływać, rozpatrzymy przykład typowej konstrukcji tranzystora stopowego pokazany na rysunku 4.17.

Rozważmy najpierw, jakie czynniki wpływają na wartość współczynnika α. Korzystamy tu ze wzoru:

$$\alpha = \alpha^* \gamma \beta$$

przy założeniu, że $\alpha^* = 1$.

Ze względu na wygodniejszą postać wzoru zamiast α będziemy rozpatrywać wielkość $\frac{1-\alpha}{\alpha} = \frac{1}{b}$. Określimy teraz tę wielkość jako funkcję rozmiarów poszczególnych obszarów tranzystora i właściwości materiału półprzewodnikowego zakładając jednocześnie, że przejścia p-n są płaskie.

Wielkość $\frac{1}{b}$ jest określona następującym wzorem:

$$\frac{1}{b} = \frac{W_1^2}{2 D_b \tau_b} + \frac{D_e n_{me} W_1}{D_b n_{mb} L_e} + \frac{s S_R W_1}{D_b S_e}, \qquad [4.13]$$

gdzie: W_1 — grubość bazy;

τ_b — czas życia nośników;

D_e i D_b — stałe dyfuzji nośników mniejszościowych w emiterze (wynosi zwykle około 0,1 μsek) i w bazie;

n_{me} i n_{mb} — gęstości nośników mniejszościowych w emiterze i w bazie;

L_e — długość dyfuzji nośników mniejszościowych w emiterze;

s — prędkość rekombinacji powierzchniowej nośników;

S_R — skuteczna powierzchnia, którą należy brać pod uwagę przy obliczaniu rekombinacji powierzchniowej;
S_e — powierzchnia emitera.

Wpływ składnika pierwszego został omówiony w punkcie 4.2.1.1. W celu wyjaśnienia wpływu prądu emitera na wartość a względnie b przypominamy, że czas życia nośników τ_b jest następującą funkcją przyrostu gęstości nośników mniejszościowych w obszarze bazy:

$$\tau_b = \tau_0 \frac{1 + x\Delta n}{1 + y\Delta n}, \qquad [4.14]$$

gdzie τ_0 jest czasem życia nośników przy bardzo małych koncentracjach wprowadzonych nośników, a x i y dla germanu mają następujące wartości:

$$x = 9{,}66 \cdot 10^{-16}\,\mathrm{cm}^{-3} \text{ i } y = 2{,}58 \cdot 10^{-15}\,\mathrm{cm}^{-3}.$$

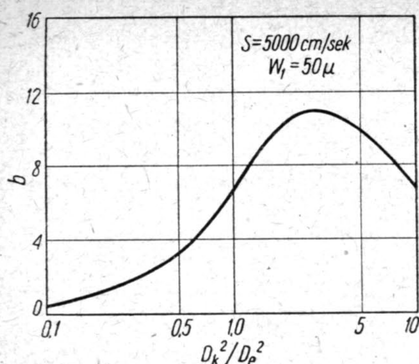
Przy dostatecznie dużych wartościach Δn wartość τ_b będzie dużo mniejsza od wartości τ_0.

Drugi składnik jest na ogół bardzo mały, gdyż stosunek n_{me} do n_{mb} wynosi zwykle mniej niż 0,01, a pozostałe wielkości są współmierne.

Składnik trzeci odgrywa w tranzystorach bardzo ważną rolę. Określa on mianowicie wpływ względnych rozmiarów przejść *p-n* emitera i kolektora oraz rekombinacji powierzchniowej na wartość współczynnika a. Wybierając powierzchnię kolektora większą niż powierzchnia emitera ograniczamy powierzchnię rekombinacji S_R i zmniejszamy wartość trzeciego składnika w wyrażeniu [4.13].

Analizując wyrażenie $\frac{sS_R W_1}{D_b S_e}$ dochodzimy do wniosku, że na wartość a wpływa stan powierzchni płytki półprzewodnikowej i że wobec tego należy dążyć do uzyskania jak najmniejszej wartości s, co osiąga się przez stosowanie odpowiednich procesów elektrochemicznego lub chemicznego trawienia powierzchni płytki po wykonaniu przejść *p-n*.

Na rysunku 4.18 przedstawiono zależność współczynnika b od stosunku kwadratów średnic kolektora i emitera, a na rysunku 4.19 zależność współczynnika a od średnicy emitera i kolektora przy odległości przejść wynoszącej 25 μ i różnych wartościach prędkości rekombinacji powierzchniowej. Z wykresów tych wynika, że optymalny stosunek kwadratów średnic kolektora i emitera zawiera się między wartościami 1,4 i 2 i że minimalny stosunek średnicy przejść do ich odległości powinien wynosić co najmniej 40.



Rys. 4.18. Zależność współczynnika b od stosunku kwadratów średnic kolektora i emitera

Przy omawianiu układu geometrycznego elektrod należy podkreślić bardzo duży wpływ kształtu przejść, których powierzchnie są zwykle lekko wypukłe (rys. 4.17). Wywołuje to zmniejszenie współczynnika α oraz równoczesne zmniejszenie częstotliwości granicznej.

Przyjmując układ elektrod pokazany na rysunku 4.20 znajdujemy częstotliwość graniczną z zależności:

$$f_{ga} = \frac{2D_b}{2\pi W_1^2} \cdot \frac{1 + \frac{W_1}{W_2}(k-1)^2 \ln\frac{W_1+W_2}{W_1} + 2(k-1)\sqrt{\frac{W_1}{W_2}}\,\mathrm{arc\,tg}\sqrt{\frac{W_2}{W_1}}}{k^2 + \frac{W_2}{W_1}\,\frac{2}{(k-1)^2}\left[\frac{k^4}{4} - \frac{2k^3}{3} - \frac{k^2}{2} - \frac{1}{12}\right]} = \frac{D_b}{\pi W_1^2}K, \qquad [4.15]$$

gdzie k oznacza stosunek średnic D_2/D_1, natomiast K jest współczynnikiem redukcji częstotliwości granicznej.

Zależność współczynnika K od stosunku $\frac{W_1+W_2}{W_1}$ dla różnych wartości $\frac{D_2}{D_1}$ przedstawiono w postaci wykresu na rysunku 4.21.

Jak z tego wykresu wynika, technolog musi dobierać takie procesy technologiczne, które zapewniają równoległość przejść p-n.

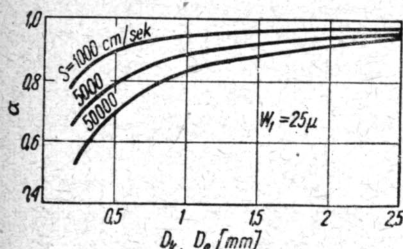
Należy jeszcze wyjaśnić, jakie czynniki wpływają na wartość oporności bazy w przejściu stopowym p-n.

Oporność bazy tranzystorów stopowych o konstrukcji podanej na rysunku 4.17a określa wzór:

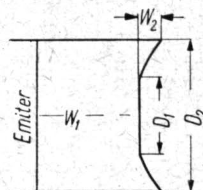
$$r_b = \varrho_b\left[\frac{1}{8\pi W_1} + \frac{1}{2\pi W_2}\ln\frac{D_k}{D_e} + \frac{1}{2\pi W_3}\ln\frac{D_b}{D_k}\right]. \qquad [4.16]$$

O wartości oporności bazy decyduje więc oporność właściwa obszaru bazy, następnie odległość W_1 między przejściami p-n,

wreszcie grubość W_3 płytki i stosunek średnic D_b pierścienia, stanowiącego elektryczne połączenie z płytką bazy i D_k przejścia *p-n* kolektora (za wartość W_1 należy przyjąć grubość obszaru bazy po odjęciu grubości bariery).



Rys. 4.19. Zależność współczynnika α od średnicy przejść i prędkości rekombinacji powierzchniowej s



Rys. 4.20. Układ geometryczny przejść *p-n* emitera i kolektora

W celu zorientowania czytelnika, jakiego rzędu są te wielkości, obliczymy je dla tranzystora o następujących danych:

$$\varrho_b = 1\,\Omega\text{cm},\ W_1 = 40\ \mu,\ W_2 = 75\ \mu,\ W_3 = 100\ \mu,\ D_k = 2\ \text{mm},$$

$$D_e = 1{,}4\ \text{mm i } D_b = 3\ \text{mm}.$$

Oporność bazy wyniesie wtedy:

$$r_b = 1\left[\frac{10^4}{8\pi 40} + \frac{10^4}{2\pi 75}\ln\frac{2}{1{,}4} + \frac{10^4}{2\pi 100}\ln\frac{3}{2}\right] = 1\,[8{,}75 + 6{,}8 + 6{,}45] \approx 22\,\Omega.$$

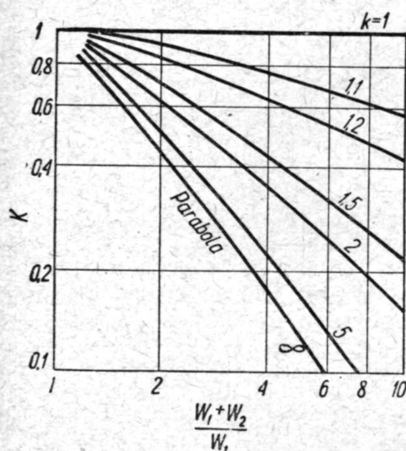
W tranzystorach wielkiej częstotliwości składnik oporności $\frac{1}{8\pi W_1}$ odgrywa największą rolę ze względu na bardzo małą wartość W_1, która może wynosić mniej niż 10 μ. W tranzystorach mocy ze względu na wartość W_1 wynoszącą około 50 μ oporność ta jest mała.

W przypadku połączenia z bazą, wykonanego niesymetrycznie w sposób pokazany na rysunku 4.17b, oporność bazy bardzo znacznie wzrasta. W związku z tym należy podkreślić konieczność wykonywania jak najskuteczniejszego połączenia z obszarem bazy.

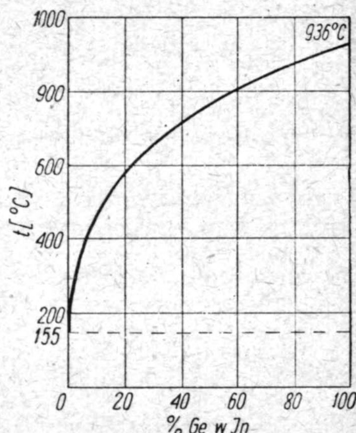
Po tych wstępnych wyjaśnieniach przejdziemy do opisu procesów technologicznych.

Stopowe przejście *p-n* otrzymuje się przez wprowadzenie do monokrystalicznej płytki półprzewodnikowej atomów pierwiastków

III lub V grupy, jak np. ind, gal, bor, aluminium (III grupa) lub antymon, arsen, fosfor (V grupa). Wprowadzenie tych pierwiastków (domieszek) w czasie odpowiedniego procesu cieplnego umożliwia zmianę przewodnictwa płytki w części jej obszaru, wskutek czego na granicy obu obszarów o różnym typie przewodnictwa powstaje przejście *p-n*. Najczęściej stosowanymi domieszkami są ind lub stop indu z ołowiem w przypadku germanu typu *n* oraz stop antymonu z ołowiem (80÷90% ołowiu, 20÷10% antymonu) w przypadku germanu typu *p*. Stosując ind otrzymuje się tranzystory typu *p-n-p*, w drugim zaś przypadku otrzymujemy tranzystory typu *n-p-n*.



Rys. 4.21. Zależność współczynnika *K* od kształtu przejść *p-n* emitera i kolektora

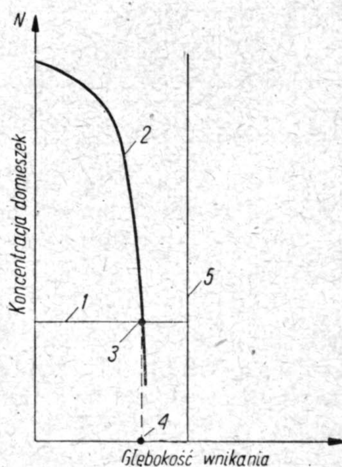


Rys. 4.22. Wykres stopu ind-german

Opiszemy teraz procesy technologiczne i metodę otrzymywania tranzystorów typu *p-n-p*. Jeśli na płytce germanu typu *n* umieścić pewną objętość indu (wynoszącą zwykle około 1 mm³) i podgrzać ją w piecu próżniowym lub w atmosferze redukującej do temperatury zawartej w granicach od 480 do 540°C, to na granicy obszarów ind-german pierwiastek ind zacznie roztwarzać german w sposób określony wykresem ind-german (rys. 4.22). W czasie obniżenia temperatury do wartości 155°C, która jest temperaturą krzepnięcia indu, german wykrystalizowuje się utrzymując monokrystaliczną strukturę płytki i zatrzymuje w sieci krystalicznej pewną liczbę atomów indu. Wskutek dość dużych koncentracji indu przy powierzchni płytki część jej obszaru wykazuje przewodnictwo typu *p*. Na granicy obszarów o prze-

wodnictwie typu p i n powstaje przejście p-n (rys. 4.23). Kształt przejścia i jego odległość od powierzchni płytki zależy od temperatury, objętości indu oraz czasu grzania, przy czym pierwsze dwa czynniki mają decydujący wpływ. Oporność właściwa obszaru typu p wynosi od 10^{-2} do 10^{-3} Ωcm. Na jednorodność otrzymanego w ten sposób przejścia p-n wpływa jakość materiału płytki, która powinna być wykonana z najwyższej jakości monokryształu, oraz gradient obniżania się temperatury, który nie powinien przekraczać 20°C na minutę. Dostatecznie powolny proces studzenia umożliwia prawidłową rekrystalizację germanu ze stopu ind-german. Ponadto wymagane jest dobre zwilżanie germanu przez ind. Osiąga się to przez dodanie 1% cynku do indu i pokrycie kulki indowej cienką warstwą roztworu utworzonego z 2 G chlorku amonu NH_4Cl, 2 G bromowodorku hydrazyny $N_2H_4 \cdot HBr$, 10 cm³ metanolu CH_3CH, 5 cm³ wody H_2O i 1 cm³ gliceryny $C_3H_5(OH)_3$.

W przypadku tranzystorów wykonuje się dwa przejścia tego rodzaju umieszczone naprzeciw siebie po obu stronach płytki. Przy wykonywaniu tranzystorów stopowych należy zwracać uwagę na to, ażeby w czasie procesu cieplnego nie nastąpiło zwarcie między obszarami stopu ind-german. Dotyczy to zwłaszcza tranzystorów wielkiej częstotliwości, w których ze względu na niewielką odległość przejść wynoszącą 10 ÷ 20 μ proces ten musi być bardzo dokładnie kontrolowany. Ponieważ głębokość wnikania zależy od objętości indu, temperatury i czasu trwania procesu, wszystkie te trzy wielkości muszą być bardzo starannie kontrolowane. Szczególną uwagę należy zwrócić na to, aby narastanie i opadanie temperatury miało zawsze ten sam przebieg określony charakterystyką pieca i niezależny od wsadu.



Rys. 4.23. Ilustracja sposobu powstawania bariery p-n:

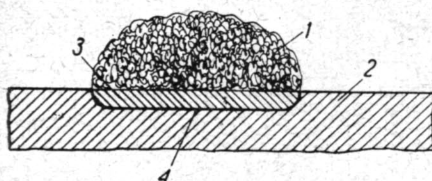
1 — koncentracja domieszek V grupy przed procesem stopowym; 2 — koncentracja domieszek indu po procesie stopowym; 3 — granica przejścia p-n przy $N_a = N_d$; 4 — położenie przejścia p-n; 5 — ścianka płytki

Szybkość procesu roztwarzania germanu przez ind zależy od osi krystalizacji; najwolniej postępuje ono w płaszczyźnie największego upakowania atomów sieci, zwanej płaszczyzną 111. Dlatego chcąc przedłużyć czas trwania procesu cieplnego należy german przeznaczony na tranzystory ciąć wzdłuż tych płaszczyzn. W ten

sposób otrzymane płytki zapewniają dużą jednorodność przejścia oraz maksymalną jego płaskość. Na rysunku 4.24 pokazano przekrój tranzystora, na którym są widoczne granice obszarów *p* i *n*. Przejścia te wykazują na brzegach odchylenia od płaszczyzny nie przekraczające 2,5 μ.

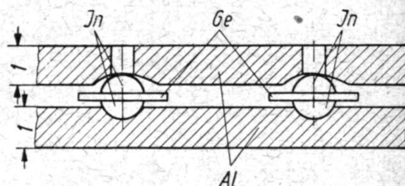
O wielkości rozrzutu parametrów α i $f_{g\alpha}$ decyduje ponadto dokładność kalibracji płytek, których grubość musi być mierzona z dokładnością przynajmniej do $\pm$ 2μ.

Proces produkcji przejść tranzystorowych dzieli się na dwa etapy. W etapie pierwszym osiąga się zwilżenie germanu przez ind



Rys. 4.24. Przekrój przejścia *p-n*:

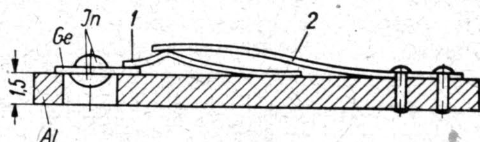
1 — ind; 2 — płytka germanowa o przewodnictwie typu *n*; 3 — obszar o przewodnictwie typu *p*; 4 — przejście *p-n*



Rys. 4.25. Armaturka używana przy wstępnym stapianiu indu z germanem

przenikający w german na głębokość około 2μ. W tym celu umieszcza się płytki i połówki kulek indowych, uprzednio dokładnie kalibrowanych, w armaturze pokazanej na rysunku 4.25 i następnie wstawia się je do pieca wodorowego szybko podgrzewając armaturę do temperatury 340°C i utrzymując ją w tej temperaturze przez 3 minuty (ciśnienie w piecu wodorowym powinno wynosić około 1 at). Po tej operacji wytrawia się płytki germanowe z wtopionymi do nich indami w kwasie azotowym i dokładnie przepłukuje wodą destylowaną. Tak przygotowane płytki umieszcza się w innej armaturze (przekrój jej przedstawiono na rysunku 4.26), którą umieszcza się w piecu próżniowym lub wodorowym i podgrzewa do temperatury od 480 do 540°C zależnie od rozmiaru indu (wyższa temperatura odpowiada mniejszym średnicom indu). Czas grzania zależy od grubości płytek germanowych, średnicy kulek indu i charakterystyki pieca; w przybliżeniu dla kulek indowych o średnicy około 0,9 mm i grubości płytek germanowych 100 μ wynosi on około 8$\div$10 minut. Czas ten jest łącznym czasem uwzględniającym okres narastania temperatury od 400°C do 500°C, czas grzania przy 500°C i obniżenia temperatury z 500°C do 450°C. Tak wykonane przejścia tranzystora zostają wytrawione w mieszance CP_4 w ciągu 5 $\div$ 10 sekund, a po wypłu-

kaniu i wysuszeniu zostają ponownie wytrawione w kwasie azotowym w ciągu 15 ÷ 25 sekund. Po ponownym wypłukaniu w wodzie destylowanej i wysuszeniu przejście tranzystora jest sprawdzone na mikromanipulatorze. Sprawdzenie dotyczy wartości współczynnika α i prądu zerowego kolektora I_{k0}, który nie powinien wynosić więcej niż 50 μA przy napięciu między bazą i kolektorem równym 6 V. Dalsze zmniejszenie prądu I_{k0} osiąga się częstokroć przez powtórne trawienie. W szczególności zaleca się przeprowadzenie dodatkowego trawienia elektrolitycznego w roztworze zasadowym, na przykład NaOH.



Rys. 4.26. Armaturka stosowana przy końcowym procesie otrzymywania przejść tranzystorowych:

1 — niklowa wstążeczka bazy; *2* — sprężyna tantalowa dociskająca wstążeczkę bazy

Przy większych powierzchniach przejść *p-n* (przy średnicy kulek indowych większej niż 1,5 mm) bardzo trudna jest kontrola odległości przejść, gdyż stają się one coraz bardziej wypukłe i ulegają łatwo zwarciom. Czas grzania ulega dużemu skróceniu, czemu towarzyszy duży rozrzut współczynnika α. Unika się tych trudności stosując dyfuzję indu przez cienko napyloną warstwę złota. Proces ten przebiega w sposób następujący. Po obu stronach płytki germanowej napyla się cienkie (na grubość kilku mikronów) warstewki złota o powierzchni kołowej. Na tych warstewkach umieszcza się kulki indowe, które po podgrzaniu do 350°C rozlewają się równomiernie na warstewce złota tworząc stop złota z indem. Pozostałą warstwę złota, która nie utworzyła stopu z indem, wytrawia się następnie w wodzie królewskiej.

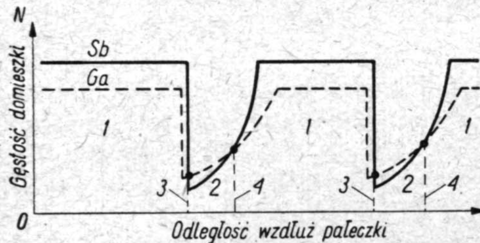
Tak spreparowaną płytkę podgrzewa się do temperatury 540°C lub nawet wyżej. Czas grzania jest w tym przypadku znacznie dłuższy i może wynosić 11 minut przy mniejszych powierzchniach przejścia, co ułatwia kontrolę odległości przejść i pozwala zmniejszyć rozrzut parametrów α i $f_{g\alpha}$. Powierzchnie przejść uzyskiwane w tym procesie są bardzo płaskie. Ten sposób otrzymywania przejść tranzystorowych jest szczególnie korzystny przy produkcji tranzystorów mocy.

4.2.2.2. *Przejścia wyciągane*

Przejścia tranzystorowe typu *p-n* można otrzymać również korzystając z techniki stosowanej przy wyciąganiu monokryształów krzemu lub germanu. Istnieją dwa sposoby zmiany przewodnictwa.

P i e r w s z y s p o s ó b polega na wyciąganiu monokryształów przy stałej prędkości i na okresowym dawkowaniu na zmianę domieszki galu i antymonu w bardzo niewielkich ilościach, ażeby roztwór germanu pozostawał w warunkach bliskich kompensacji ($N_a = N_d$). Dlatego też german stosowany do otrzymywania przejść typu *p-n* metodą wyciągania powinien mieć w temperaturze 300°K oporność około 40 Ωcm. Prędkość wyciągania pałeczki z roztworu decyduje o szerokości obszarów *p* i *n*. Gęstości domieszek są w tego rodzaju tranzystorach bardzo małe i wynoszą przeciętnie 10^{15} atomów w cm^3.

D r u g i s p o s ó b otrzymywania przejść typu *p-n* metodą wyciągania polega na zmianie typu przewodnictwa przy zmianie prędkości wyciągania pałeczki germanowej lub krzemowej. Przy zmianie prędkości wyciągania pałeczki germanowej gęstość przechodzących z roztworu do pałeczki domieszek ulega zmianie, a wskutek tego znak różnicy gęstości donorów N_d i akceptorów N_a w pałeczce również ulega zmianie.



Rys. 4.27. Przebieg zmian koncentracji domieszek galu i antymonu powstający wskutek zmiany prędkości wyciągania pałeczki.

1 — obszar typu *n*; 2 — obszar typu *p*; 3 — przejście *n-p*; 4 — przejscie *p-n*

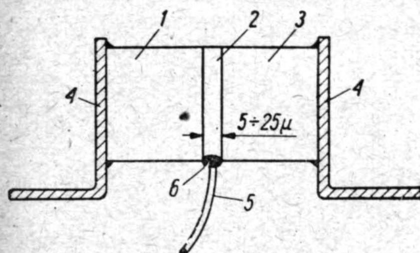
Ilustruje to rysunek 4.27, na którym przedstawiono zmiany koncentracji domieszek galu Ga i antymonu Sb wzdłuż pałeczki. Jeśli proces ten zostaje powtórzony wielokrotnie, wtedy wzdłuż pałeczki otrzymamy szereg warstw *p* i *n*, które przy odpowiednim pocięciu pałeczki utworzą pewną liczbę tranzystorów.

Przejścia typu *p-n* otrzymywane tą metodą są bardzo płaskie. Ze względu na dużą stosunkowo oporność właściwą obszaru bazy powyżej 10 Ωcm, oporność bazy

$$r_b = \frac{\varrho_b}{W_b} \qquad [4.17]$$

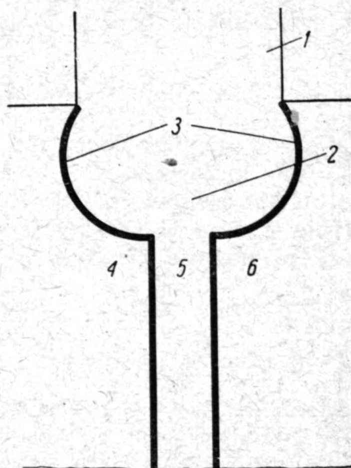
wypada bardzo duża. Dotyczy to szczególnie tranzystorów wielkiej częstotliwości, w których szerokość bazy może wynosić 5 μ lub nawet mniej. Tranzystory tego typu są stosowane na wielkiej częstotliwości jako tetrody. Dzięki zastosowaniu dodatkowego połączenia z bazą oporność bazy r_b zostaje utrzymana w granicach małych wartości.

Tranzystory te otrzymuje się, jak już wspomniano, przez pocięcie pałeczki germanowej na słupki równolegle do jej osi i następnie przez pocięcie słupków na małe graniastosłupy o długości 3 ÷ 4 mm, z których każdy zawiera dwa przejścia typu *p-n*. Przekrój tych słupków wynosi w przybliżeniu 1 × 1 mm. Części zewnętrzne są metalizowane i zapewniają połączenie o małej oporności dla emitera i kolektora (rys. 4.28). Połączenie z obszarem ba-



Rys. 4.28. Szkic połączenia elektrycznego z obszarami emitera, kolektora i bazy:

1 — obszar kolektora; 2 — obszar bazy; 3 — obszar emitera; 4 — folia niklowa o grubości 0,1 mm; 5 — przyspawany drucik złoty o średnicy 5÷10μ; 6 — spoina



Rys. 4.29. Ilustracja zmian powstałych w półprzewodniku wokół spoiny:

1 — drut aluminiowy stanowiący połączenie z bazą; 2 — obszar spoiny wzbogacany przez akceptory wprowadzone do obszaru bazy podczas spawania; 3 — przejścia *p-n*; 4 — obszar emitera o przewodnictwie typu *n* bogaty w donory; 5 — obszar bazy o przewodnictwie typu *p* bogaty w akceptory; 6 — obszar kolektora o przewodnictwie typu *n* bogaty w donory

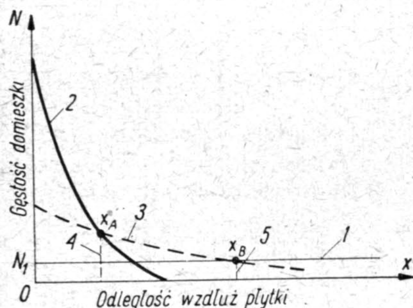
zy wykonuje się przez przyspawanie cienkiego drucika, przeważnie złotego. Zapewnia to dobre własności mechaniczne stopu, gdyż złoto dzięki swej miękkości nie wywołuje naprężeń w spoinie.

W tranzystorach krzemowych do tego celu używa się często drutu aluminiowego, który tworzy bardzo dobrą spoinę z krzemem.

Jeśli obszar bazy jest bardzo cienki, np. ma grubość kilku mikronów, wtedy stosuje się drut złoty lub aluminiowy z pewnym procentem domieszki tego samego pierwiastka co domieszka zawarta w obszarze bazy. Podczas spawania, wskutek dyfuzji domieszki z przyspawanego drutu do otaczającego go germanu lub krzemu, wytwarza się w półprzewodniku otaczającym drut warstwa o przewodnictwie typu identycznego z typem przewodnictwa bazy. Natomiast oporność obszaru bazy w sąsiedztwie drutu maleje (wskutek wzrostu gęstości domieszek w tym obszarze) zmniejszając oporność przejścia z drutu do obszaru bazy (rys. 4.29). Proces ten jest bardzo podobny do procesu formowania stosowanego w przypadku tranzystorów ostrzowych.

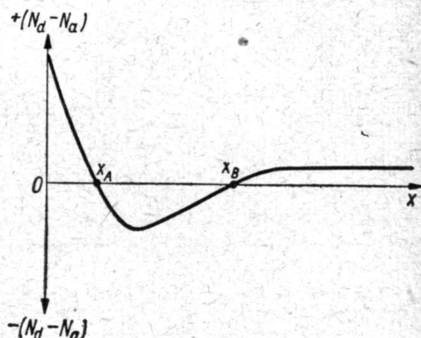
4.2.2.3. *Przejścia dyfuzyjne*

Dyfuzyjne przejścia typu *p-n* otrzymuje się przez jednoczesną dyfuzję domieszek III i V grupy pierwiastków do wnętrza płytki półprzewodnikowej. Wskutek różnicy prędkości dyfuzji domieszek III i V grupy, która określa się stosunkiem 10 ÷ 100, wytwarza się rozkład gęstości wzdłuż płytki przedstawiony na rysunku 4.30.



Rys. 4.30. Rozkład gęstości donorów i akceptorów powstający przy jednoczesnej dyfuzji dwóch domieszek:

1 — gęstość domieszki w płytce przed dyfuzją; 2 — rozkład gęstości antymonu po dyfuzji; 3 — rozkład gęstości indu po dyfuzji; 4 — położenie pierwszego przejścia *p-n*; 5 — położenie drugiego przejścia *p-n*

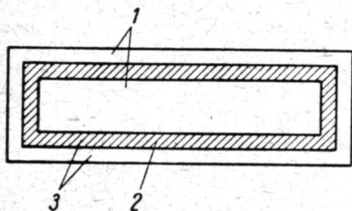


Rys. 4.31. Wypadkowy rozkład gęstości domieszek

W wyniku tego w odległościach x_A i x_B od powierzchni powstaną dwa przejścia *p-n*, a wypadkowy rozkład gęstości będzie taki, jak pokazano na rysunku 4.31. Przy doborze odpowiedniej tempera-

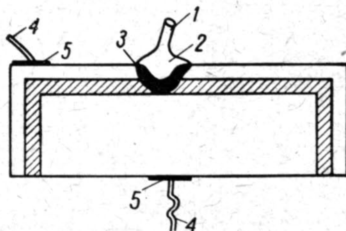
tury i czasu trwania procesu dyfuzji otrzymuje się bardzo małe grubości obszaru bazy, mierzone w mikronach, dzięki czemu częstotliwość graniczna przekracza 100 MHz.

Stosować można również dyfuzję jednej tylko domieszki w ten sposób, że dyfunduje ona z obu stron cienkiej płytki wytwarzając z obu stron obszary o odmiennym typie przewodnictwa (rys. 4.32). Przez proces trawienia usuwa się część płytki (rys. 4.33)



Rys. 4.32. Układ obszarów o różnym typie przewodnictwa powstający przy obustronnej dyfuzji jednej domieszki:

1 — przewodnictwo typu *n*; *2* — przewodnictwo typu *p*; *3* — warstwy uzyskane przez dyfuzję



Rys. 4.33. Płytka z rysunku 4.32 po odtrawieniu jej części:

1 — drut aluminiowy tworzący połączenie z obszarem typu *p*; *2* — spoina; *3* — przejście *p-n*; *4* — drut złoty; *5* — napylony obszar

i po zidentyfikowaniu obszarów wykonuje się połączenia z nimi stosując bądź to technikę opisaną w punkcie 4.2.2.2, bądź też napylając na emiter i kolektor cienkie warstewki aluminium lub złota. Utworzony po podgrzaniu stop aluminium lub złota z materiałem półprzewodnikowej płytki tworzy obszary o małej oporności przejścia między metalową sprężynką i odpowiednią elektrodą tranzystora.

4.2.3. Technologia montażu tranzystora warstwowego

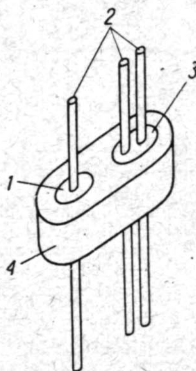
Po wykonaniu przejść tranzystorowych za pomocą tego lub innego procesu tranzystor zostaje zaopatrzony w odpowiednie połączenia do elektrod, które łączą je z nóżkami stykowymi. Wykonuje się to w różny sposób dla poszczególnych typów tranzystorów.

W przypadku na przykład tranzystorów stopowych musimy rozróżnić specyfikę montażu tranzystorów małej i dużej mocy.

T r a n z y s t o r y m a ł e j m o c y montuje się na metalowych podstawkach, w których osadzone są dwie perły szklane tworzące

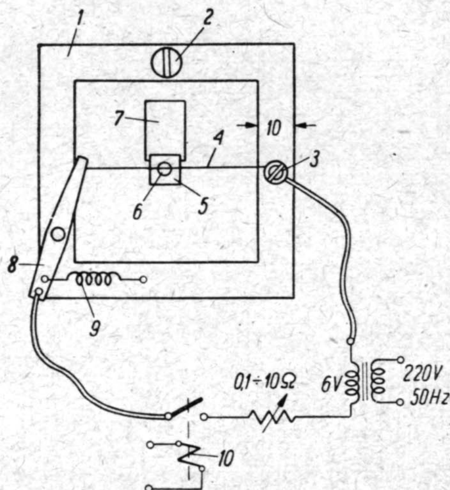
próżnioszczelne złącze metal-szkło (rys. 4.34). Przez szkło przepuszczone są trzy przewody osadzone również w sposób próżnioszczelny. Przewody te są wspornikami, do których przyspawane* są połączenia do elektrod tranzystora (rys. 4.34).

Odprowadzenie elektrod emitera i kolektora (kulek indowych) wykonuje się za pomocą drutu niklowego lub złotego o średnicy 50 ÷ 75 μ pobielonego indem. Połączenie mechaniczne tego



Rys. 4.34. Podstawka tranzystora

1, 3 — złącza próżnioszczelne; *2* — druty wsporcze; *4* — baza metalowa



Rys. 4.35. Przyrząd do przyspawania do obszaru emitera i kolektora przewodów łączeniowych:

1 — ramka z materiału izolacyjnego o grubości 3 mm; *2* — śruba do umocowania ramki na ramieniu mikromanipulatora; *3* — śruba do umocowania drutu przyspawanego do kulki indowej; *4* — drut niklowy o średnicy 50 ÷ 75 μ; *5* — płytka germanowa; *6* — kulka indowa; *7* — płytka niklowa stanowiąca odprowadzenie od bazy, umocowana nieruchomo; *8* — krokodylek; *9* — sprężynka; *10* — uzwojenie przekaźnika-tajmera

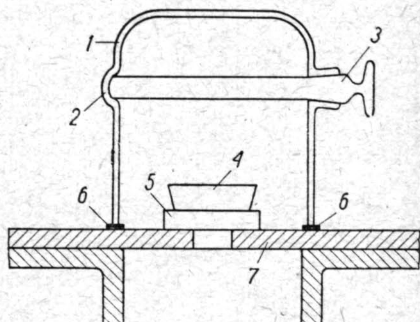
drutu z kulką indową elektrody można wykonać za pomocą elektrycznego przyspawania w sposób pokazany na rysunku 4.35 bądź też za pomocą strumienia gorącego wodoru nagrzewającego miejsce styku przewodu połączeniowego z kulką indową.

---

* Lutowanie stosuje się rzadziej ze względu na możliwość osadzania się na tranzystorze gazów powstających przy lutowaniu.

Odprowadzenie elektrod może być również wykonane za pomocą dwóch grubszych przewodów lutowanych strumieniem gorącego wodoru i ściskających płytkę. Przewód bazy powinien być w tym przypadku tak dobrany, aby nie powstawały naprężenia, które łatwo mogą wywołać pęknięcie płytki. Jest to zresztą najczęstszy przypadek uszkodzenia w czasie montażu.

Po zmontowaniu tranzystora należy go wypłukać w wodzie destylowanej, wysuszyć i poddać hermetyzacji w próżni. Do hermetyzacji tranzystorów stosuje się kleje z żywic epoksydowych. Naczynie z tego rodzaju klejem umieszcza się na małym grzejniku, który utrzymuje taką temperaturę kleju, aby był on dostatecznie płynny. Całość umieszczona jest pod kloszem stanowiska próżniowego. Odpowiednio wykonany szlif w kloszu szklanym (rys. 4.36) lub metalowym umożliwia zawieszenie tranzystorów nad naczyniem z klejem i następnie opuszczenie ich na minutę lub dwie do tego naczynia w celu wytworzenia cienkiej warstwy kleju dokoła tranzystora, zabezpieczającej go od jakichkolwiek zanieczyszczeń, a w szczególności od pokrycia się cienką warstewką pary wodnej. Proces hermetyzacji przebiega przy ciśnieniach od 10^{-1} do 1 Tr.



Rys. 4.36. Szkic stanowiska do hermetyzacji tranzystorów w próżni:

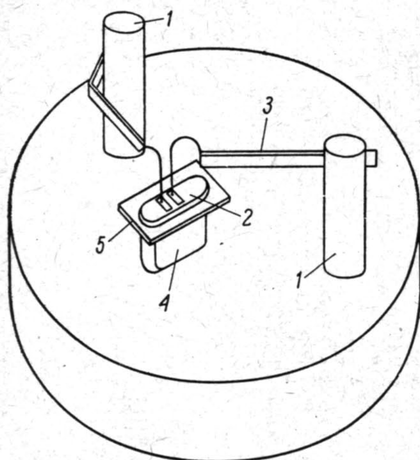
1 — klosz szklany; 2 — łożysko; 3 — szlif; 4 — naczynie z żywicą epoksydową; 5 — grzejnik; 6 — uszczelki gumowe; 7 — płyta metalowa

Tak przygotowany tranzystor zostaje następnie zakryty metalową pokrywką, którą oblutowuje się dokoła podstawki.

W przypadku tranzystorów dużej mocy tok montażu jest nieco inny ze względu na to, że elektryczne połączenie kolektora z masą odprowadzającą ciepło, jak również i połączenia elektryczne z pozostałymi elektrodami muszą być wykonane w piecu próżniowym na specjalnym stanowisku. Lutowanie w próżni jest wykonywane w jak najniższej temperaturze w celu uniknięcia pylenia indu na płytkę tranzystora i konieczności chemicznego trawienia przed ostatecznym montażem. W związku z tym części lutowane do elektrod są uprzednio indowane, co pozwala stosować temperatury około 160°C i zapobiega parowaniu lutowia użytego przy lutowaniu płytki germanowej z metalowym odprowadzeniem bazy.

Po wyjęciu tranzystora z pieca próżniowego i po zmierzeniu jego parametrów zostaje on całkowicie zamknięty metalową nakrywką zaopatrzoną w próżnioszczelne przepusty służące jako wyprowadzenia emitera i bazy.

Podkreślić tu należy, że niezmiernie ważne ze względu na trwałość tranzystora jest wykonywanie wszelkich operacji montażowych w pomieszczeniach klimatyzowanych o bardzo skrupulatnie kontrolowanej wilgotności, możliwie jak najniższej. Zaleca się również w okresach międzyoperacyjnych przechowywać tranzystory w odpowiednich naczyniach próżniowych zawierających materiały pochłaniające parę wodną (np. żel krzemionkowy SiO_2).



Rys. 4.37. Przykład montażu tranzystora dyfuzyjnego:

1 — wsporniki; 2 — płytka germanowa z trzema obszarami uzyskanymi przez dyfuzję; 3 — sprężyna i ostrze pokryte złotem i antymonem; 4 — słupek montażowy; 5 — płytka montażowa

Przy montażu tranzystorów otrzymywanych metodą wyciągania oraz tranzystorów dyfuzyjnych połączenie elektryczne z obszarem bazy w przypadku pierwszym oraz z metalizowanymi częściami obszarów emitera i bazy w przypadku drugim wykonuje się za pomocą mikromanipulatora sposobem opisanym w punkcie 4.1.2.1. Odpowiednio ukształtowane sprężynujące styki ustawia się na poszczególnych obszarach i następnie po uzyskaniu dobrego styku lutuje do metalowego wspornika (rys. 4.37).

LITERATURA

1. *L. Armstrong:* Junctions by Impurity Introduction Through and Intermediate Metal Layer. PIRE, nr 11, 1952.
2. *L. Bower:* Manufacturing Grown Transistors. Electronics, Dec. 1954.
3. *J. Early:* Desing Theory of Junction Transistors. BSTJ, Nov. 1953.
4. *J. Early:* *p-n-i-p* and *n-p-i-n* Junction Transistor Triodes. BSTJ, May 1954.
5. *J. Ebers:* Alloyed Junction Transistor Development. Bell. Lab. Rec.. nr 1. Jan. 1956.
6. *J. Ebers, S. Miller:* Design of Alloyed Junction Germanium Transistors for High Speed Switching. BSTJ, July 1955.

7. *J. Ebers, S. Miller:* Alloyed Junction Avalanche Transistors. BSTJ, nr 5, 1955.
8. *N. J. Herbert:* Point Contact Transistor Development. Bell. Lab. Rec., Feb. 1956.
9. *C. A. Hogarth:* Current Multiplication Processes in *n*-type Germanium Point-contact Transistors. Radar Research Establishment, 1954.
10. *F. L. Hunter, B. N. Slade:* High-frequency Operation of *p*-type Point-contact Transistors. RCA Rev., March, 1954.
11. *R. H. Kingston:* Review of Germanium Surface Phenomena. Jour. of App, Phys., nr 2, 1956.
12. *C. A. Lee:* High-frequency Diffused Base Germanium Transistor. BSTJ, nr 1, 1956.
13. *C. Mueller, N. Ditrick:* Uniform Planar Alloy Junctions for Germanium Transistors. RCA Rev., nr 1, March, 1956.
14. *B. Paszkowski:* Technologia germanu i krzemu i związków międzymetalicznych germano-podobnych. Rozprawy Elektrotechniczne, nr 2, 1956.
15. Połuprowodnikowyje elektronnyje pribory, Moskwa 1953.
16. Problemy sowriemiennoj fizyki. Połuprowodnikowaja elektronika, wypusk 2, Moskwa 1955.
17. *J. Pułtorak, W. Rosiński:* Wpływ formowania na współczynnik α i oporność r_k w tranzystorze punktowym. Archiwum Elektrotechniki, tom IV, zeszyt 2.
18. *R. Roka, R. Buch, G. Reiland:* Ekspierimientalnyj germaniewyj triod kak usilitiel moszcznosti. Waprosy radiolokacjonnoj tiechniki, nr 1, 1955.
19. *W. Rosiński:* Tranzystory. Rozprawy elektrotechniczne, tom I, zeszyt 5.
20. *W. Rosiński, J. Pułtorak:* Wpływ formowania na częstotliwość graniczną tranzystora punktowego. Archiwum Elektrotechniki, tom IV, zeszyt 2.
21. *R. F. Rutz:* A Two Emitter-Transistor with a High Adjustable Alpha. PIRE, nr 7, 1955.
22. *R. F. Shea:* Principles of Transistor Circuits, 1954.
23. *B. N. Slade:* Factors in the Design of Point-contact Transistors. RCA Rev., t. 14, 1953.
24. *B. N. Slade:* A High-performance transistor with Wide Spacing Between Contacts. RCA Rew., Dec. 1950.
25. *B. N. Slade:* The Control of Frequency Response and Stability of Point-contact Transistors. PIRE, nr 11, 1952.
26. *W. Shockley:* The Theory of *p-n* Junctions in Semiconductors and *p-n* Junction Transistors. BSTJ, vol. 28, July 1949.
27. *H. Statz, E. Guillemin, R. Pucel:* Design Considerations of Junction Transistors at Higher Frequencies. PIRE, Nov. 1954.
28. *D. Stevenson:* Measurement of Carrier Lifetimes in Germanium and Silicon. Jour. of App. Phys., nr 2, 1955.
29. *K. Stripp, A. Morse:* The Effects of Junction Shape and Surface Recombination on Transistor Gain. PIRE, July 1955.
30. *M. Tanenbaum, D. Thomas:* Diffused Emitter and Base Silicon Transistors. BSTJ, nr 1, 1956.
31. *C. Teal:* Growth of Germanium Single Crystals Containing *p-n* Junction. Phys. Rev., vol. 81, 1951.
32. *A. Uhlir:* The Potentials of Infinite Systems of Sources and Numerical Solutions of Problems in Semiconductor Engineering. BSTJ, nr 1, 1955.
33. *W. Webster:* On the Variation of Junction Transistor Current Amplification Factor with Emitter-current. PIRE, June, 1954.
34. *L. B. Valdes:* Transistor Forming Effects in *n*-type Germanium. PIRE, nr 9, 1952.

Rozdział 5

MIERNICTWO TRANZYSTORÓW

5.1. METODY POMIARU ELEKTRYCZNYCH PARAMETRÓW TRANZYSTORA

5.1.1. Pomiary parametrów oporowych

Własności tranzystora na małych częstotliwościach i przy małych sygnałach mogą być, jak wiadomo z rozdziału 2, opisane za pomocą równań liniowych:

$$U_1 = r_{11} I_1 + r_{12} I_2 ,$$
$$U_2 = r_{21} I_1 + r_{22} I_2 , \qquad [5.1]$$

którym odpowiada układ zastępczy tranzystora pokazany na rysunku 2.7.

Rozważmy tranzystor w połączeniu *WB*. Przy takim połączeniu tranzystora równania [5.1] przyjmują postać:

$$U_e = r_{11} I_e + r_{12} I_k ,$$
$$U_k = r_{21} I_e + r_{22} I_k . \qquad [5.2]$$

W równaniach tych oporności r_{11}, r_{12}, r_{21} *i* r_{22} są parametrami tranzystora na małych częstotliwościach i przy małych sygnałach.

Metoda pomiaru tych parametrów polega na doprowadzeniu napięcia o małej częstotliwości i małej amplitudzie kolejno do obydwu par zacisków emiter-baza *EB* i kolektor-baza *KB* spolaryzowanego odpowiednio tranzystora i pomiarze prądów oraz napięć w obwodach. Zakładając, że prąd kolektora $I_k = 0$, z pierwszego równania [5.2] otrzymamy:

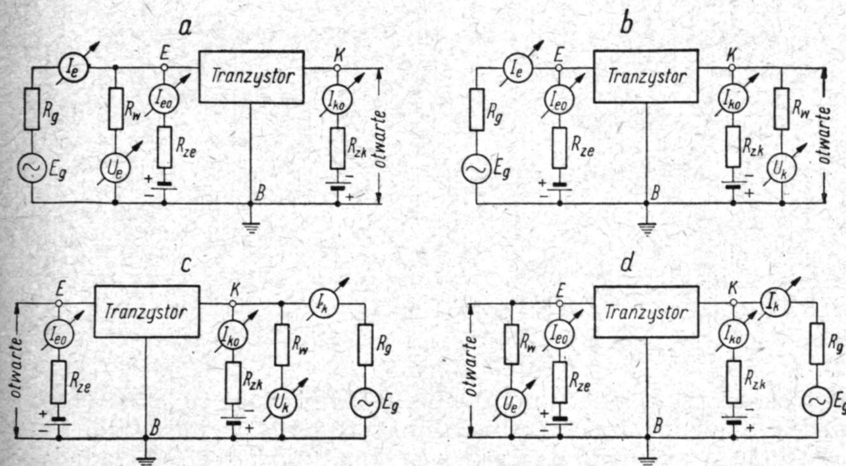
$$r_{11} = \frac{U_e}{I_e} .$$

Aby pomierzyć tę oporność, należy otworzyć obwód kolektora dla przebiegów zmiennych, zaś do zacisków *EB* doprowadzić

zmienny sygnał oraz zmierzyć napięcie U_e i prąd I_e, a następnie obliczyć ich stosunek. Podobnie postępujemy przy pomiarze oporności r_{21} mierząc jednak napięcie U_k i prąd I_e.

Przy mierzeniu oporności r_{22} doprowadzamy sygnał zmienny do obwodu wyjściowego (zaciski KB), otwieramy obwód wejściowy dla prądów zmiennych i mierzymy napięcie U_k i prąd I_k oraz obliczamy ich stosunek. Podobnie postępujemy przy pomiarze oporności r_{12} mierząc napięcie U_e i prąd I_k.

Układy blokowe stosowane przy pomiarze omówionych parametrów pokazano na rysunku 5.1, zaś w tablicy 5.1 podano kolejność czynności wykonywanych przy pomiarze parametrów r_{11}, r_{21}, r_{22} i r_{12}.



Rys. 5.1. Układy pomiarowe stosowane przy pomiarze parametrów oporowych tranzystora:

a — oporności r_{11}; b — oporności r_{21}; c — oporności r_{22}; d — oporności r_{12}

Na rysunku 5.1 pokazano obwody polaryzacji tranzystora prądem stałym, przy czym oporności R_{ze} i R_{zk} reprezentują oporności tych obwodów dla częstotliwości sygnału. Biegunowości napięć zostały podane dla tranzystora wykonanego na półprzewodniku typu *n*.

Parametry mierzy się w danym punkcie pracy, określanym za pomocą napięć polaryzujących. Ze zmianą punktu pracy wartości parametrów również się zmieniają, co wyraźnie widać z charakterystyk statycznych tranzystora (rys. 2.5), gdyż oporności r_{11}, r_{12}, r_{21} i r_{22} są określone jako nachylenie stycznej do odpowiedniej charakterystyki w danym punkcie pracy.

Tablica 5.1

Pomiary parametrów oporowych tranzystora

Rodzaj parametru	Układ pomiarowy	Rodzaj czynności: doprowadzić sygnał do	zmierzyć: nap.	zmierzyć: prąd	obliczyć stosunek	Uwaga: Podczas pomiaru musi być otwarty obwód
r_{11}	z rys. 5.1a	emitera (E)	U_e	I_e	$\frac{U_e}{I_e}$	kolektora $R_{zk} \gg \frac{r_{12}}{r_{11}} r_{21}$
r_{21}	z rys. 5.1b	emitera (E)	U_k	I_e	$\frac{U_k}{I_e}$	kolektora ($I_k \approx 0$) $R_{zk} \gg r_{22}$, $R_w \gg r_{22}$
r_{22}	z rys. 5.1c	kolektora (K)	U_k	I_k	$\frac{U_k}{I_k}$	emitera $R_{ze} \gg \frac{r_{12}}{r_{22}} r_{21}$
r_{12}	z rys. 5.1d	kolektora (K)	U_e	I_k	$\frac{U_e}{I_k}$	emitera ($I_e \approx 0$) $R_{ze} \gg r_{11}$, $R_w \gg r_{11}$

Na dokładność pomiaru mają wpływ następujące czynniki: błąd powstały z niedokładności otworzenia obwodu, częstotliwość doprowadzanego sygnału, wartość jego amplitudy oraz dokładność mierników. Czynniki te rozpatrzymy kolejno.

Przy pomiarze oporności r_{11} należy zmierzyć prąd I_e oraz napięcie U_e i następnie obliczyć stosunek $\frac{U_e}{I_e}$. Z pierwszego równania układu [5.2] wynika jednak, że:

$$r_{11} = \frac{U_e}{I_e} - r_{12}\frac{I_k}{I_e}, \qquad [5.3]$$

a więc oporność r_{11} jest określona jako stosunek napięcia emitera do prądu emitera tylko wtedy, gdy drugi wyraz może być pominięty, tzn. gdy

$$r_{11} \gg r_{12}\frac{I_k}{I_e}. \qquad [5.4]$$

Aby to było spełnione, musi zachodzić nierówność:

$$I_k \ll \frac{r_{11}}{r_{12}} I_e . \qquad [5.5]$$

Na dokładność pomiaru parametru r_{11} będzie miała więc znaczny wpływ oporność obwodu polaryzacji R_{zk}, która bocznikuje zaciski wyjściowe tranzystora. Ponieważ $U_k = -R_{zk}I_k$, to drugie równanie układu [5.2] można napisać w postaci:

$$-R_{zk} I_k = r_{21} I_e + r_{22} I_k . \qquad [5.6]$$

Stąd:

$$\frac{I_k}{I_e} = -\frac{r_{21}}{R_{zk} + r_{22}} \approx \frac{r_{21}}{R_{zk}} \qquad [5.7]$$

przy $R_{zk} \gg r_{22}$.

Wprowadzając to wyrażenie do nierówności [5.4] otrzymamy warunek na wartość R_{zk} w postaci:

$$R_{zk} \gg \frac{r_{12}}{r_{11}} r_{21} . \qquad [5.8]$$

Postępując podobnie otrzymamy warunki na wartości R_{ze} i R_{zk} dla pozostałych pomiarów. Warunki te podano w tablicy 5.1.

Przy założonym błędzie pomiaru wywołanym tym, że obwodów wejściowego i wyjściowego nie możemy uważać za otwarte dla prądów zmiennych, obliczamy wartości R_{zk}, R_{ze} i R_w dla wszystkich pomiarów. Z otrzymanych wyników wybieramy wartości największe i stosujemy je w układzie.

Omówione metody pomiarowe stosuje się tylko w przypadku tranzystorów ostrzowych, gdyż pomiar tranzystorów warstwowych przy otwartym wyjściu napotyka na duże trudności. Wynika to z następujących przyczyn.

W przeciętnym tranzystorze ostrzowym oporność $r_{21} = 30\,\mathrm{k\Omega}$, $r_{11} = 400\,\Omega$ i $r_{12} = 250\,\Omega$. Przy pomiarze oporności r_{11} wyjście tranzystora powinno być otwarte. Stosujemy wtedy warunek na wartość oporności R_{zk} określony zależnością [5.8]. Zakładając, że błąd pomiaru wynosi 1%, otrzymamy:

$$R_{zk} \geqslant 100 \frac{r_{12}}{r_{11}} r_{21} = 100 \frac{250}{400} 30\,\mathrm{k\Omega} \approx 100 \cdot 20\,\mathrm{k\,\Omega} = 2\,\mathrm{M\Omega} .$$

Zapewnienie takiej wartości oporności R_{zk} nie jest trudne.

Natomiast w tranzystorze warstwowym oporność $r_{21} = 1\,\mathrm{M\Omega}$, $r_{11} = 420\,\Omega$, $r_{12} = 400\,\Omega$. Zakładając, podobnie jak poprzednio, błąd pomiaru 1% otrzymamy, że oporność:

$$R_{zk} \geqslant 100 \cdot 1\,\mathrm{M\Omega} = 100\,\mathrm{M\Omega},$$

co jest bardzo trudne do osiągnięcia, gdyż pojemności montażu, przy najczęściej stosowanej częstotliwości pomiarowej 1 kHz, mają oporność o wiele mniejszą.

Ponieważ oporność wejściowa tranzystora ostrzowego i warstwowego jest mała, więc zapewnienie odpowiedniej wartości oporności R_{ze} nie jest trudne. Stosowanie jednak tej metody pomiarowej w przypadku tranzystorów warstwowych powoduje duży błąd pomiaru, wynikający z niemożliwości dokładnego otwarcia wyjścia przy pomiarze.

Dla zapewnienia dużych oporności R_{zk} i R_{ze} włącza się w obwody polaryzacji dławiki o dużej indukcyjności w granicach od kilkunastu (zasilanie emitera) do kilkuset henrów (zasilanie kolektora). Zastosowanie bowiem oporników o dużych wartościach oporności doprowadziłoby do zbyt wysokich napięć źródeł polaryzacji.

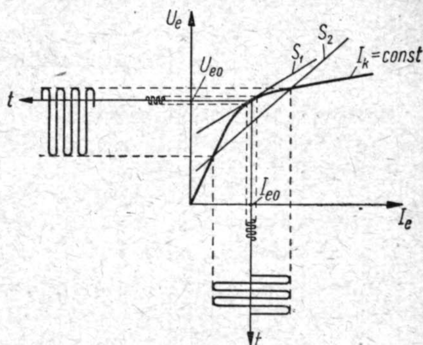
Ponieważ przy pomiarach parametrów r_{12} i r_{21} oporność wewnętrzna woltomierza R_w bocznikuje oporność obwodu zasilania, więc w tych wypadkach oporności wyjściowe układu pomiarowego są mniejsze, gdyż tworzą je równolegle połączone oporności R_{ze} i R_w oraz R_{zk} i R_w. Aby bocznikowanie było jak najmniejsze, należy stosować woltomierz lampowy o dużej oporności wejściowej.

Oprócz bocznikowania obwodu wejściowego i wyjściowego przez oporności R_{ze}, R_{zk} i R_w występuje jeszcze bocznikowanie prądu sygnału poprzez pojemności przypadkowe i montażu. Impedancja tego bocznikowania maleje ze wzrostem częstotliwości, natomiast impedancje dławików w obwodach polaryzacji rosną. W celu zmniejszenia zjawiska bocznikowania stosuje się małe częstotliwości sygnału, rzędu 1 ÷ 2 kHz. Jednak przy zbyt małej częstotliwości sygnału powstaje konieczność stosowania dużych pojemności oddzielających, z drugiej zaś strony przy dużych częstotliwościach sygnału, przy których przejawia się wpływ pojemności tranzystora, parametry mierzone należy traktować jako wartości zespolone.

Bardzo ważnym czynnikiem wpływającym na dokładność pomiaru jest wartość amplitudy doprowadzanego sygnału. Jak już wspomniano, każdy z parametrów r_{11}, r_{12}, r_{21} i r_{22} jest określony przez nachylenie stycznej do odpowiedniej charakterystyki tranzystora w danym punkcie pracy, przy czym nachylenie to zmienia się ze zmianą tego punktu. Nachylenie charakterystyki w punkcie pracy, wyznaczonym przez napięcie U_{e0} i prąd emitera I_{e0}, wynosi S_1 (rys. 5.2). Prosta S_1 jest styczną do krzywej $U_e = f(I_e)$, zaś tangens kąta, jaki tworzy ona z osią odciętych, jest równy opor-

ności r_{11}. Jeżeli doprowadzimy sygnał o dużej amplitudzie, wtedy otrzymujemy nachylenie S_2 nierówne nachyleniu S_1, a więc powstaje błąd w pomiarze. Różne wartości amplitudy doprowadzonego sygnału dają więc różne wartości parametru r_{11}.

Mogłoby się wydawać, że aby zmniejszyć błąd w pomiarze, wystarczy doprowadzić sygnał o bardzo małej amplitudzie. Jeśli jednak sygnał doprowadzony jest zbyt mały, wówczas powstają trudności pomiarowe, powodowane dużym poziomem szumów, i występuje wtedy ogólna trudność pomiaru małych napięć zmiennych. Należy tu zaznaczyć, że tranzystor ostrzowy ma dość duży poziom szumów, a więc ograniczenie od dołu wielkości sygnału staje się sprawą bardzo istotną.



Rys. 5.2. Charakterystyka wejściowa tranzystora:

S_1 — nachylenie przy małym sygnale; S_2 — nachylenie przy dużym sygnale

W praktyce wartość sygnału wybieramy w następujący sposób: doprowadzamy do tranzystora sygnał o pewnej amplitudzie i mierzymy dany parametr. Następnie zmniejszamy sygnał np. o 50% i powtarzamy pomiar. Jeśli wartość parametru wyznaczona w drugim pomiarze jest zgodna, w granicach założonego błędu, z wartością uzyskaną w pierwszym pomiarze, to sygnał można uważać za mały.

Ogólny błąd pomiaru jest sumą omówionych błędów. Do błędów tych dodaje się jeszcze pewien błąd wskazań mierników.

W układach pomiarowych pokazanych na rysunku 5.1 można nie używać miernika prądu sygnału, jeśli generator sygnału będzie miał odpowiednio dużą oporność wewnętrzną R_g. Najostrzejsze warunki dla tej oporności występują przy pomiarach parametrów r_{22} i r_{12}. Aby wartość prądu była niezależna (z założonym błędem) od zmian mierzonego parametru, powinna być spełniona nierówność $R_g \gg r_{22}$. Dając oporność R_g spełniającą tę nierówność będzie również spełniona stałość prądu I_e w pomiarach parametrów r_{11} *i* r_{21}, gdyż w pomiarach tych trzeba, aby $R_g \gg r_{11}$, a to jest zawsze osiągane, ponieważ $r_{11} \ll r_{22}$.

Pomierzone w opisany sposób parametry r_{11}, r_{21}, r_{22} i r_{12} nazywają się parametrami tranzystora na małej częstotliwości i przy małych sygnałach. Punkt pracy tranzystora określa się przez pomiar składowych stałych prądów I_{e0} emitera i I_{k0} kolektora.

Pomiary przeprowadza się w różnych punktach pracy tranzystora, można więc włączyć w obwody polaryzacji szeregowo z dławikami wysokoomowe oporniki w celu otrzymania źródeł prądu o stałej wydajności. Wtedy np. prąd kolektora I_{k0} można traktować jako parametr, gdyż nie zmienia się on przy zmianie prądu I_{e0} emitera. Włączenie oporników zmusza jednak do zwiększenia napięć źródeł polaryzacji.

5.1.2. Pomiar parametru α

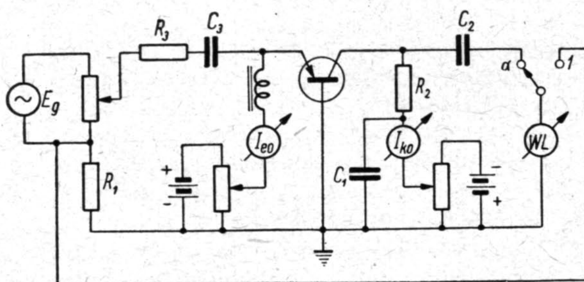
Bardzo ważnym parametrem tranzystora jest zwarciowy współczynnik wzmocnienia prądowego α. Jak wiadomo, wyraża się on zależnością:

$$\alpha = -\left(\frac{I_k}{I_e}\right)_{U_k=0}.$$

Znak minus umieszczony przed ułamkiem wynika z założonych przeciwnych kierunków przepływu prądu emitera i kolektora. Współczynnik α może być również wyrażony jako stosunek dwóch parametrów. Jeśli założymy, że $U_k = 0$, wtedy z drugiego równania układu [5.2] otrzymamy:

$$\alpha = -\frac{I_k}{I_e} = \frac{r_{21}}{r_{22}}. \qquad [5.9]$$

Mając więc pomierzone parametry r_{21} i r_{22} możemy określić wartość α.



Rys. 5.3. Schemat pomiarowy zwarciowego współczynnika wzmocnienia prądowego α

Pomiar współczynnika α można przeprowadzić również bezpośrednio za pomocą układu pomiarowego pokazanego na rysunku 5.3. W układzie tym w obwody emitera i kolektora włączono

równe co do wartości oporności R_1 i R_2. Oporności te są znacznie mniejsze od oporności wyjściowej tranzystora, a więc prąd przepływający przez oporność R_2 zależy wyłącznie od parametrów tranzystora i, co jest wymagane przy określaniu współczynnika α, napięcie $U_k \approx 0$. Ponieważ $R_1 = R_2$, więc porównując za pomocą woltomierza WL spadki napięć na tych opornościach otrzymamy:

$$\frac{U_2}{U_1} = \frac{I_k R_2}{I_e R_1} = \frac{I_k}{I_e} = \alpha.$$

Woltomierz WL może być wyskalowany bezpośrednio w wartościach α. Generator sygnału powinien posiadać stałą wydajność prądową ($R_3 \gg r_{11}$), aby wartość prądu I_e w obwodzie emitera nie zależała od zmian punktu pracy tranzystora. Wtedy pomiar α jest uproszczony, gdyż napięcie odniesienia U_1 nie zmienia się ze zmianą prądów I_{e0} i I_{k0}. Częstotliwość generatora wybiera się rzędu 1 ÷ 2 kHz. Układ taki stosuje się przeważnie do pomiaru współczynnika α tranzystorów ostrzowych, chociaż można nim mierzyć również współczynnik α tranzystorów warstwowych.

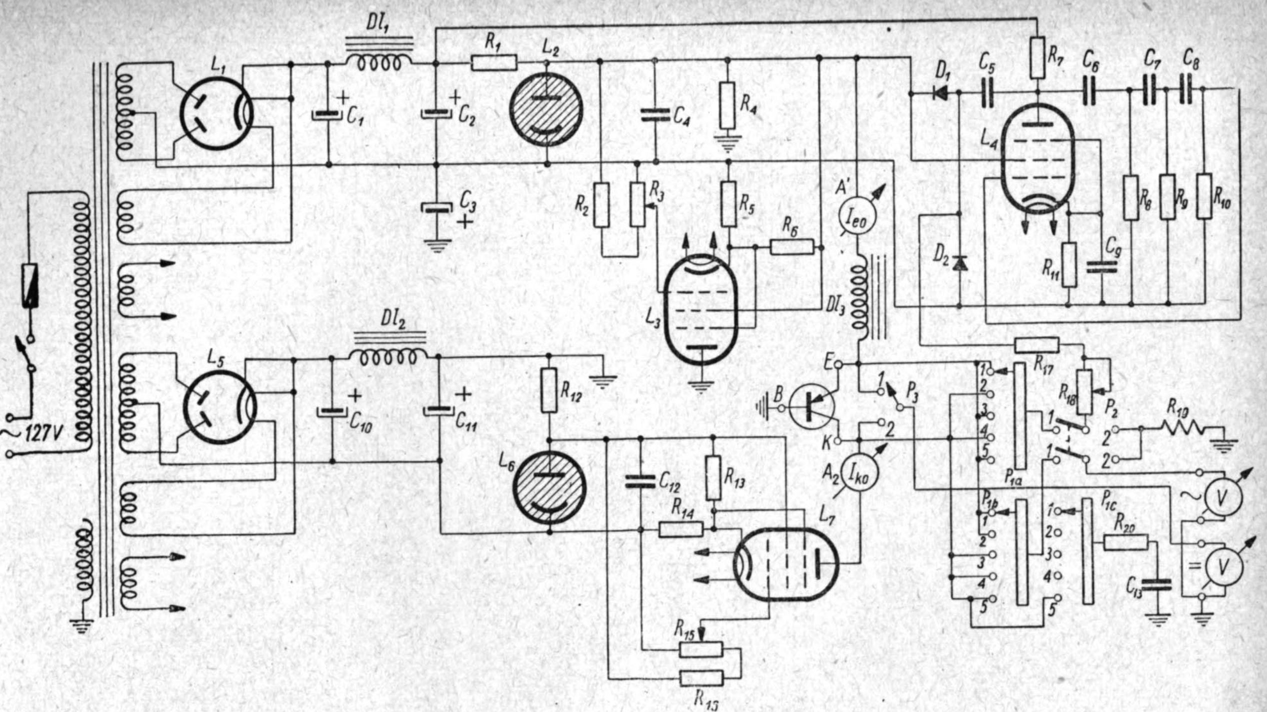
5.1.3. Miernik parametrów tranzystorów

Na rysunku 5.4 pokazano szczegółowy schemat miernika parametrów tranzystorów ostrzowych, zaś w tablicy 5.2 podano specyfikację poszczególnych elementów konstrukcyjnych miernika.

Miernik umożliwia pomiar parametrów r_{11}, r_{12}, r_{21}, r_{22} i α w dowolnym punkcie pracy tranzystora oraz zdjęcie punkt po punkcie jego charakterystyk statycznych: $U_k = f(I_k)$ przy $I_e = \text{const}$, $U_e = f(I_e)$ przy $I_k = \text{const}$, $U_k = f(I_e)$ przy $I_k = \text{const}$ i $U_e = f(I_k)$ przy $I_e = \text{const}$. Błąd pomiaru parametrów wynosi $\pm$ 5%, a błąd pomiaru charakterystyk statycznych $\pm$ 2,5%. Prądy stałe I_{e0} i I_{k0} mogą być zmieniane w granicach 0 ÷ 10 mA.

Do przyrządu dołącza się woltomierz lampowy prądu zmiennego o czułości 5 ÷ 10 mV przy wychyleniu wskazówki do końca skali. Do obwodów emitera i kolektora doprowadza się prąd sygnału o amplitudzie 50μA z generatora o oporności wewnętrznej równej około 1 MΩ. Przy takiej oporności generatora amplituda prądu nie zależy od zmian oporności tranzystora i wartości parametrów określa się bezpośrednio z pomiarów napięć U_e lub U_k. Rodzaj mierzonego parametru wybierany jest przełącznikiem P_1.

Przy pomiarze współczynnika α oporność obciążenia kolektora wynosi $R_{20} = 200\Omega$, co spełnia warunek $U_k \approx 0$. Wartość współczynnika α określa się bezpośrednio z wartości spadku napięcia zmiennego na tej oporności, gdyż prąd emitera $I_e = \text{const}$.



Rys. 5.4. Schemat miernika parametrów tranzystorów ostrzowych typu *n*:

Położenie przełącznika		
P_1	P_2	P_3
1 — pomiar r_{11} 2 — „ r_{12} 3 — „ r_{21} 4 — „ r_{22} 5 — „ α	1 — pomiary 2 — kalibracja prądu generatora	1 i 2—pomiar charakterystyk statycznych

Tablica 5.2

Specyfikacja elementów miernika parametrów tranzystorów ostrzowych

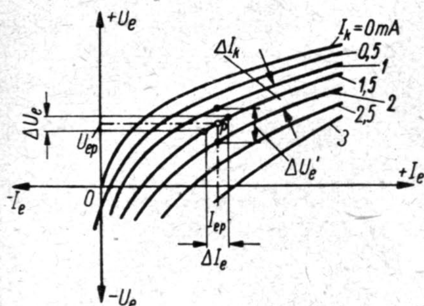
(schemat na rys. 5.4)

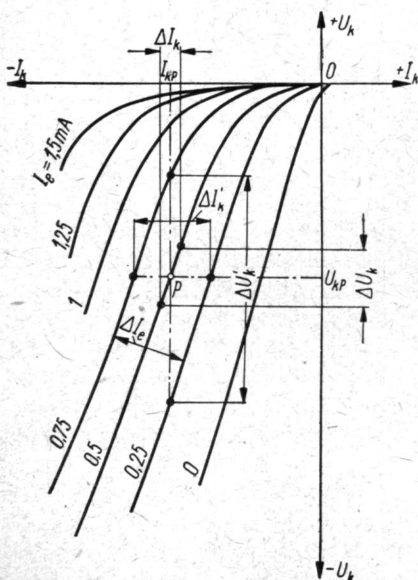
Lampy i diody		Kondensatory			Oporniki			
oznaczenie	typ	oznaczenie	wartość	napięcie max.	oznaczenie	wartość	oznaczenie	wartość
L_1	6Ц5С	C_1	20μF	400 V	R_1	10 kΩ	R_{14}	510 Ω
L_2	СГ3С	C_2	20μF	400 V	R_2	150 kΩ	R_{15}	22 kΩ
L_3	6Ж4	C_3	20μF	300 V	R_3	22 kΩ	R_{16}	150 kΩ
L_4	6Ж3	C_4	0,1μF	—	R_4	150 kΩ	R_{17}	750 kΩ
L_5	6Ц5С	C_5	2500 pF	—	R_5	510 Ω	R_{18}	100 kΩ
L_6	СГ3С	C_6	1000 pF	—	R_6	9,1 kΩ	R_{19}	1kΩ±0,5%
L_7	6Ж4	C_7	650 pF	—	R_7	27 kΩ	R_{20}	200 Ω
D_1	ДГ-Ц23	C_8	200 pF	—	R_8	51 kΩ		
D_2	ДГ-Ц23	C_9	2μF	—	R_9	430 kΩ		
		C_{10}	20μF	400 V	R_{10}	430 kΩ		
		C_{11}	20μF	400 V	R_{11}	560 Ω		
		C_{12}	0,1 μF	—	R_{12}	10 kΩ		
		C_{13}	4 μF	—	R_{13}	9,1 kΩ		

Miernik jest zasilany napięciem zmiennym o częstotliwości 1 kHz otrzymywanym z generatora *RC*, zbudowanego na lampie L_4. Do stabilizacji napięcia zmiennego generatora użyto diod D_1 i D_2. Kalibrację wartości prądu sygnału otrzymywanego z generatora wykonuje się za pomocą przełącznika P_2 przez pomiar napięcia na oporniku R_{19} o dokładnej wartości 1 kΩ ± 0,5%. Wartość tego prądu można regulować w niewielkich granicach opornikiem R_{18}.

Emiter i kolektor zasilany jest prądem stałym otrzymywanym z dwóch prostowników zbudowanych na lampach L_1 i L_5. Napięcie wyjściowe prostowników jest stabilizowane za pomocą stabilizatorów lampowych L_2 i L_6. Elementami regulującymi wielkości składowych stałych I_{e0} i I_{k0} są lampy L_3 i L_7. Regulację tę wykonuje się przez zmianę polaryzacji siatek tych lamp (potencjometry R_3 i R_{15}). Wartości prądów odczytuje się na miliamperomierzach

A_1 i A_2. W lampach L_3 i L_7 zastosowano duże ujemne sprzężenie zwrotne prądowe na oporniku katodowym. W ten sposób oporności wewnętrzne lamp dla prądu sygnału są duże (rzędu kilku megaomów) i obwody wejściowy oraz wyjściowy pracują prawie w stanie jałowym dla prądów zmiennych. W mierniku tym lampy L_3 i L_7 spełniają rolę omówionych poprzednio dławików włączonych w obwody polaryzacji emitera i kolektora.





Rys. 5.5. Określenie parametrów metodą graficzną z charakterystyk statycznych tranzystora

Przy pomiarze charakterystyk statycznych wykorzystuje się woltomierz prądu stałego. Dołącza się go do odpowiednich zacisków tranzystora przełącznikiem P_3. Przy tym pomiarze generator zostaje odłączony od układu za pomocą przełącznika P_2.

5.1.4. Określenie parametrów oporowych z charakterystyk statycznych tranzystora

Parametry r_{11}, r_{12}, r_{21} i r_{22} można określić bezpośrednio z charakterystyk statycznych tranzystora, gdyż miarą ich jest nachylenie stycznej do odpowiedniej charakterystyki w danym punkcie pracy.

Najczęściej nie podaje się czterech rodzin charakterystyk, a tylko dwie: wejściową i wyjściową, z których można określić wszystkie paramentry oporowe. Na rysunku 5.5 pokazano charakterystyki wejściowe i wyjściowe tranzystora ostrzowego typu *n*, zdjęte w połączeniu *WB*. Za pomocą napięć polaryzujących emitera i kolektora został dobrany punkt pracy tranzystora *P*. Parametry oporowe tranzystora w tym punkcie pracy są określone z charakterystyki wejściowej:

$$r_{11} = \left(\frac{\Delta U_e}{\Delta I_e}\right)_{I_k = 1,5\text{ mA} = \text{const}},$$

$$r_{12} = \left(\frac{\Delta U'_e}{\Delta I_k}\right)_{I_{ep} = \text{const}}$$

i z charakterystyki wyjściowej:

$$r_{22} = \left(\frac{\Delta U_k}{\Delta I_k}\right)_{I_e = 0,5\text{ mA} = \text{const}},$$

$$r_{21} = \left(\frac{\Delta U'_k}{\Delta I_e}\right)_{I_{kp} = \text{const}}.$$

Z charakterystyki wyjściowej można również określić wartość zwarciowego współczynnika wzmocnienia prądowego:

$$a = \left(\frac{\Delta I'_k}{\Delta I_e}\right)_{U_{kp} = \text{const}}.$$

Wielkości przyrostów prądów i napięć powinny być tak dobierane, aby sieczna nie różniła się zbytnio od stycznej. W przeciwnym przypadku błąd określenia parametrów może być znaczny.

5.1.5. Pomiar parametrów r_e, r_b, r_k, r_m tranzystora metodą mostkową

Do pomiaru parametrów tranzystora ostrzowego można wykorzystać mostek Wheatstone'a prądu zmiennego. Najpierw zajmiemy się układem, w którym tranzystor pracuje z otwartym obwodem wejściowym (emitera). Schemat takiego mostka pokazany jest na rysunku 5.6a. Mostek pozwala na pomiar oporności bazy i oporności kolektora.

Oporności R są stałe, o równej wartości i tworzą dwie gałęzie mostka, zaś oporności R_1, R_2 i R_3 są zmienne. Mostek zasilany jest z generatora o napięciu U_g i częstotliwości 1 kHz. Równowagę mostka obserwuje się za pomocą specjalnego wskaźnika zerowego D.

Pod wpływem napięcia generatora U_g w obwodzie kolektora, który stanowi jedną gałąź mostka utworzoną przez oporności R_3, R_2 i R, płynie prąd I'_k. Ponieważ obwód emitera jest otwarty, to przez emiter prąd nie płynie i SEM generatora równoważnego $r_m I_e$ jest równa zeru, zaś spadki napięć U_e i U'_e są wywołane prądami I_k i I'_k płynącymi przez oporności r_b i R_3.

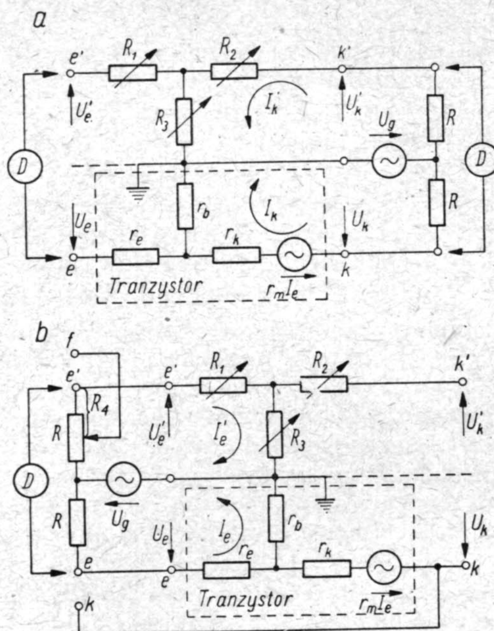
W pierwszym pomiarze wskaźnik D włączamy w przekątną mostka k—k' przy oporności R_3 równej zeru. Następnie tak zmieniamy oporność R_2, żeby wskaźnik D wskazywał równowagę mostka (w tym wypadku prąd przez wskaźnik nie płynie), co oznacza równość napięć U'_k i U_k. Mostek będzie zrównoważony, a więc:

$$R_2 R = R (r_b + r_k),$$

$$R_2 = r_b + r_k.$$

Ponieważ oporność kolektora jest znacznie większa od oporności bazy, możemy z dużą dokładnością przyjąć, że

$$R_2 = r_k.$$



Rys. 5.6. Pomiar parametrów tranzystora metodą mostkową:

a — przy rozwartym obwodzie emitera; b — przy rozwartym obwodzie kolektora

W następnym pomiarze wskaźnik D włączamy w przekątną mostka e'—e zachowując oporność R_2 otrzymaną z poprzedniego pomiaru. Następnie zmieniamy oporność R_3 aż do otrzymania rów-

nowagi mostka, czyli do równości napięć U_e i $U_{e'}$. Możemy więc napisać warunek równowagi mostka:

$$R_3 (R + r_k) = r_b (R + R_2).$$

Z poprzedniego pomiaru otrzymaliśmy $R_2 = r_k$, oporności R_2 nie zmieniliśmy, więc

$$R_3 = r_b.$$

Aby błąd pomiaru oporności r_k i r_b był mały, należy stosować dokładne oporniki R_2 i R_3 oraz używać wskaźnika zerowego o dużej oporności wejściowej. Jest to potrzebne w tym celu, żeby obwód emitera można było uważać za otwarty. Jako wskaźnik zerowy może być użyty detektor zrównoważony (rys. 5.10) w połączeniu z oscyloskopem, przy czym wejście wzmacniacza pionowego oscyloskopu łączymy z opornikiem R_{14}.

Schemat mostka do pomiaru oporności r_e i r_m pokazano na rysunku 5.6b. Oporności R są jak poprzednio stałe. Oporności R_2 i R_3 mają wartości otrzymane w poprzednich pomiarach. Wskaźnik D włączamy w przekątną mostka $e—e'$ i zmieniając oporność R_1 doprowadzamy mostek do równowagi. Otrzymujemy wówczas:

$$R (r_e + r_b) = R (R_1 + R_3).$$

Poprzednio mieliśmy $R_3 = r_b$, więc znajdziemy, że:

$$r_e = R_1.$$

Przy pomiarze r_m wskaźnik D włączamy w punkty $f—k$, przy czym opornik R zamieniamy potencjometrem o tej samej wartości oporności. Oporności R_1, R_2 i R_3 pozostają takie, jak otrzymane w poprzednich pomiarach. Ponieważ mostek pozostaje w równowadze, a oporności R są sobie równe, więc prądy I'_e i I_e są również jednakowe. Przez włączenie wskaźnika D do punktu k w jedną gałąź mostka została wtrącona dodatkowo SEM generatora $r_m I_e$. Aby tę SEM skompensować, musimy wtrącić w drugą gałąź mostka równe jej napięcie. W tym celu zmieniamy oporność R, dzięki czemu tworzy się spadek napięcia $I'_e R_4$ kompensujący SEM $r_m I_e$. Spadku napięcia na oporności r_k nie ma, gdyż obwód kolektora jest otwarty ($I_k = 0$).

Zmieniając oporność R uzyskujemy równowagę mostka, która zachodzi wówczas, gdy potencjały punktów f i k są równe, co obserwujemy na wskaźniku D. Możemy więc napisać warunek równowagi mostka:

$$I'_e (R_4 + R_1 + R_3) = I_e (r_b + r_m) .$$

Ponieważ $I_e = I'_e$, więc

$$R_4 + R_1 + R_3 = r_b + r_m,$$

skąd pamiętając, że $R_3 = r_b$, znajdziemy:

$$r_m = R_4 + R_1.$$

Ponieważ w tranzystorze $r_m \gg r_e$, a poprzednio otrzymaliśmy, że $r_e = R_1$, więc ostatecznie:

$$r_m = R_4.$$

Dokładność pomiaru powyższą metodą może być większa niż 2%.

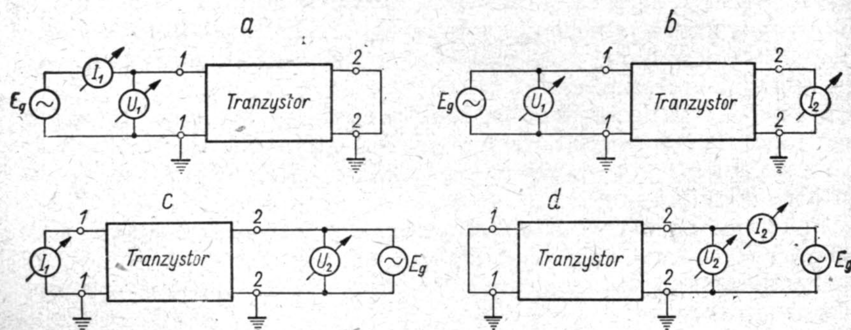
5.1.6. Pomiar parametrów przewodnościowych

Własności tranzystora dla przebiegów zmiennych mogą być, jak wiadomo z rozdziału 2, opisane równaniami liniowymi:

$$\begin{aligned} I_1 &= g_{11} U_1 + g_{12} U_2, \\ I_2 &= g_{21} U_1 + g_{22} U_2, \end{aligned} \qquad [5.10]$$

gdzie g_{11}, g_{12}, g_{21} i g_{22} są parametrami przewodnościowymi tranzystora na małej częstotliwości i przy małych sygnałach.

Pomiar tych parametrów przeprowadza się przy zwartym dla przebiegów zmiennych wejściu lub wyjściu tranzystora. Na przykład dla wyznaczenia wartości g_{11} należy zewrzeć obwód wyjściowy ($U_2 = 0$), pomierzyć prąd i napięcie wejściowe oraz obliczyć stosunek $\frac{I_1}{U_1} = g_{11}$. Uproszczone schematy układów do pomiaru tych parametrów bez obwodów polaryzacji prądem stałym zostały pokazane na rysunku 5.7, zaś w tablicy 5.3 podano kolejność czynności wykonywanych przy pomiarze parametrów g_{11}, g_{21}, g_{12} i g_{22}.



Rys. 5.7. Uproszczone układy pomiarowe stosowane przy pomiarze parametrów przewodnościowych tranzystora:

a — przewodności g_{11}; b — przewodności g_{21}; c — przewodności g_{12}; d — przewodności g_{22}

Tablica 5.3

Pomiary parametrów przewodnościowych tranzystora

Rodzaj parametru	Układ pomiarowy	Rodzaj czynności				Uwaga: Podczas pomiaru musi być zwarty dla prądów o częstotliwości sygnału obwód:
		doprowadzić sygnał do zacisków	zmierzyć		obliczyć stosunek	
			prąd	nap.		
g_{11}	z rys. 5.7a	1—1	I_1	U_1	$\frac{I_1}{U_1}$	wyjściowy
g_{21}	z rys. 5.7b	1—1	I_2	U_1	$\frac{I_2}{U_1}$	wyjściowy
g_{12}	z rys. 5.7c	2—2	I_1	U_2	$\frac{I_1}{U_2}$	wejściowy
g_{22}	z rys. 5.7d	2—2	I_2	U_2	$\frac{I_2}{U_2}$	wejściowy

Metoda pomiaru parametrów przewodnościowych może być stosowana dla tranzystorów ostrzowych i warstwowych, jednak głównie stosuje się ją w przypadku tranzystorów warstwowych, gdyż tranzystory ostrzowe przy zwartym wejściu lub wyjściu mogą pracować niestabilnie i układ wzbudza się.

Zaletą metody pomiaru parametrów przewodnościowych, w porównaniu z metodą pomiaru parametrów oporowych, jest uniknięcie konieczności otwierania obwodu. Wadą jest to, że przy pomiarach tranzystorów mających małą oporność wejściową, rzędu dziesiątek omów, powstają trudności skutecznego zwierania obwodu wejściowego (pomiary g_{12} i g_{22}).

Parametry przewodnościowe można również mierzyć metodami mostkowymi, przy czym ze względu na zastosowanie tej metody pomiarowej dla tranzystorów warstwowych parametry tranzystora są mierzone w połączeniu *WE* jako najczęściej stosowanym. Warunki na częstotliwość i amplitudę sygnału są takie same jak omówione w punkcie 5.1.1.

5.1.7. Pomiar parametrów mieszanych

Przy zastosowaniu parametrów mieszanych własności tranzystora jako czwórnika czynnego mogą być opisane równaniami liniowymi:

$$U_1 = h_{11} I_1 + h_{12} U_2,$$
$$I_2 = h_{21} I_1 + h_{22} U_2. \qquad [5.11]$$

Jeśli tranzystor jest połączony w układzie *WB*, to równania te można zapisać w postaci:

$$U_e = \frac{1}{g_{11}} I_e + \gamma U_k ,$$
$$I_k = -\alpha I_e + \frac{1}{r_{22}} U_k , \qquad [5.12]$$

gdzie współczynniki $\frac{1}{g_{11}}$, γ, α i $\frac{1}{r_{22}}$ są parametrami **mieszanymi** tranzystora na małej częstotliwości i przy małych sygnałach. Współczynniki α i γ są wielkościami niemianowanymi, g_{11} jest przewodnością, a r_{22} — opornością; stąd nazwa — parametry mieszane.

Pomiar parametrów mieszanych ma pewne zalety zarówno w stosunku do pomiaru parametrów oporowych, jak i przewodnościowych:

1) jeśli chodzi o pomiary parametrów γ i $\frac{1}{r_{22}}$, to metoda wykonania pomiaru posiada zalety metody pomiaru parametrów oporowych, gdyż parametry są mierzone przy otwartym obwodzie emitera; zwieranie bowiem małych oporności jest trudne;

2) przy pomiarach parametrów $\frac{1}{g_{11}}$ i α unikamy wad metody pomiaru parametrów oporowych, gdyż obwód kolektora jest zwarty;

3) pomiar współczynnika α w metodach oporowej i przewodnościowej jest pośredni ($\alpha = \frac{r_{21}}{r_{22}}$ lub $\alpha = \frac{g_{21}}{g_{22}}$), zaś w metodzie pomiaru parametrów mieszanych jest bezpośredni ($h_{21} = -\alpha$).

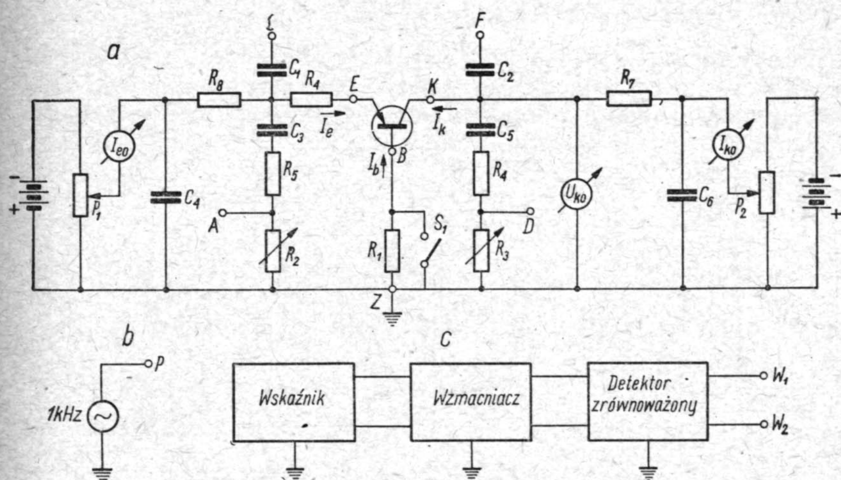
Tranzystory ostrzowe pracują przy zwarciu niestabilnie, dlatego też metodę tę stosuje się głównie dla tranzystorów warstwowych. Główną wadą metody pomiaru parametrów mieszanych jest to, że uzyskane z pomiarów parametry nie są bezpośrednio dostępne do analizy obwodów tranzystora; większość bowiem inżynierów i techników woli posługiwać się opornościami i przewodnościami.

Należy zaznaczyć, że nie został jeszcze ogólnie przyjęty jeden układ parametrów służący do scharakteryzowania tranzystora,

jednak zaznacza się dążność do określania własności tranzystorów ostrzowych za pomocą parametrów oporowych, zaś tranzystorów warstwowych za pomocą parametrów mieszanych.

Parametry mieszane mogą być mierzone metodą bezpośrednią, wynikającą z układu równań [5.12], lub też metodą mostkową. Omówimy metodę mostkową, która jest wygodniejsza i pozwala uzyskać większą dokładność pomiaru. Schemat układu mostkowego do pomiaru parametrów mieszanych jest pokazany na rysunku 5.8.

Mostek zasilany jest z generatora o częstotliwości 1 kHz. Napięcia polaryzujące są zmieniane za pomocą potencjometrów P_1 i P_2. Emiter zasilany jest przez oporniki R_8 i R_4 o oporności 101 kΩ. Ponieważ oporność ta jest o wiele większa od oporności



Rys. 5.8. Układ do pomiaru parametrów mieszanych tranzystora:
a — schemat mostka; b — schemat generatora; c — schemat blokowy wskaźnika równowagi mostka

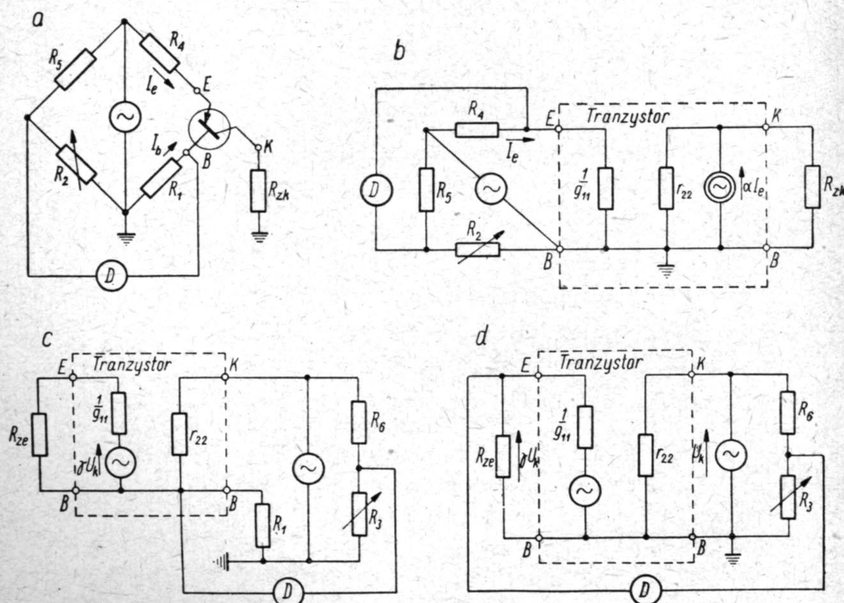
Rodzaj pomiaru	$1 - \alpha$	r_{22}	$1/g_{11}$	γ
Połączyć punkty	P i G W_1 i B W_2 i A F i Z	P i F W_1 i B W_2 i D —	P i G W_1 i E W_2 i A F i Z	P i F W_1 i E W_2 i D —
Przełącznik S_1	otwarty		zamknięty	

R_1 = 2 kΩ ; R_2 = 1111 Ω (opornik dekadowy); R_3 = 11110 Ω (opornik dekadowy); R_4 = R_5 = 100kΩ ; R_6 = 1MΩ ; R_7 = R_8 = 1k Ω; C_1 = C_2 = C_3 = C_4 = C_5 = C_6 = 2 μF

wejściowej tranzystora, więc można uważać, że obwód emitera jest otwarty dla przebiegów zmiennych. Punkt pracy tranzystora określany jest przez pomiar prądów I_{e0} i I_{k0} oraz napięcia U_{k0}. Składowa stała prądu kolektora I_{k0} przepływa przez oporniki R_1 i R_7 o oporności 1 kΩ lub 3 kΩ zależnie od położenia przełącznika S_1. Podczas pomiarów, przy których obwód kolektora powinien być zwarty dla przebiegów zmiennych, punkt F jest uziemiany poprzez kondensator C_2 o pojemności 2 μF. Wpływ oporności R_1 może być przy tym pominięty, gdyż jest on o wiele mniejszy od oporności r_{22}.

Dzięki temu, że prąd bazy jest bardzo mały, włączenie oporności R_1 ma nieznaczny wpływ na warunki pracy kolektora dla prądu stałego i napięcie wskazywane przez woltomierz może być uważane za napięcie między kolektorem i bazą.

Mostek pozwala na pomiar parametrów: $1 - \alpha, \frac{1}{g_{11}}, r_{22}$ i γ. W tranzystorze warstwowym współczynnik α jest mniejszy od jedności. Współczynnik ten jest bardzo ważnym parametrem i wymaga większej dokładności określenia niż pozostałe parametry.



Rys. 5.9. Uproszczone układy pomiarowe stosowane przy pomiarze parametrów mieszanych:

a — parametru $1-\alpha$; b — parametru $1/g_{11}$; c — parametru r_{22}; d — parametru γ

Dlatego też wygodniej jest mierzyć wartość 1 — α zamiast α. Wszystkie parametry są mierzone z dokładnością większą niż $\pm$ 4%. Typowe wartości parametrów mieszanych tranzystorów są następujące: $g_{11} = 17 \cdot 10^{-3}$ S $\gamma = 0{,}001$, $\alpha = 0{,}925$, $r_{22} = 0{,}5$ MΩ.

Uproszczone układy pomiarowe dla poszczególnych parametrów podano na rysunku 5.9. Układy te powstały ze schematu mostka, podanego na rysunku 5.8a, po pominięciu obwodów polaryzacji prądem stałym.

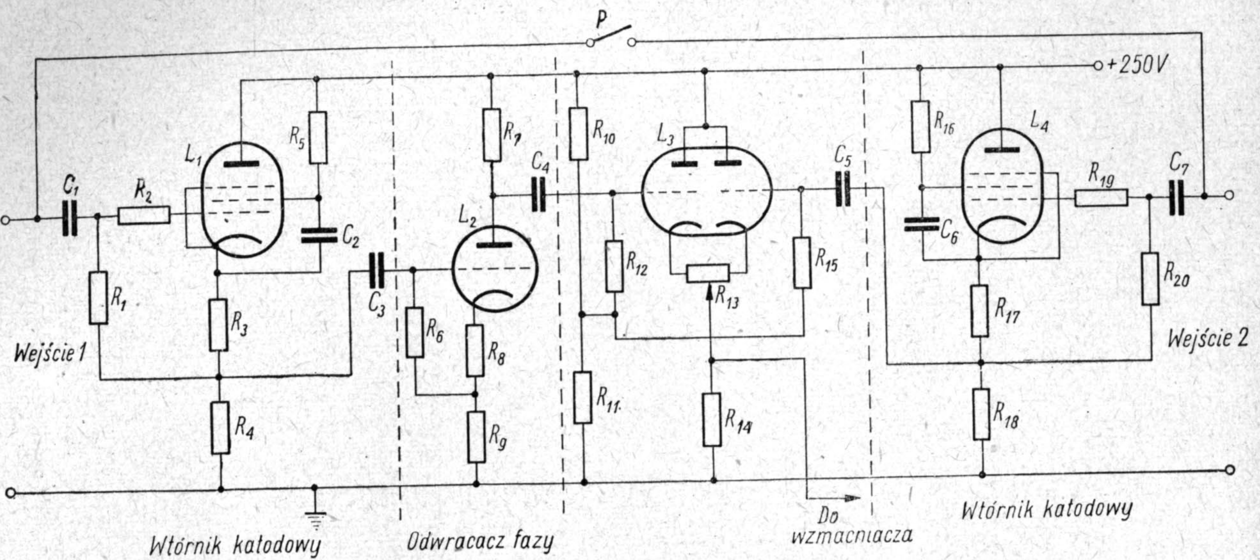
Natomiast w tablicy 5.4 podano warunki równowagi mostka i wartości oporności przy pomiarze parametrów mieszanych.

Tablica 5.4

Pomiary parametrów mieszanych tranzystora

Rodzaj parametru	Układ pomiarowy	Równanie równowagi mostka	Mierzony parametr określa się wart.	Dla przebiegów zmiennych winien być	Warunek dokładności pomiaru
$1-\alpha$	z rys. 5.9a	$I_e R_2 = I_b R_1$	$\frac{R_2}{R_1}$	obwód kolektora zwarty przez R_{zk}	$R_{zk} - \frac{1-\alpha}{\alpha} R_1 \ll \frac{1-\alpha}{\alpha} r_{22}$
$\frac{1}{g_{11}}$	z rys. 5.9b	$I_e \frac{1}{g_{11}} = I_e R_2$	R_2	,,	$R_{zk} \ll \frac{1}{\alpha g_{11} \gamma}$
r_{22}	z rys. 5.9c	$r_{22} R_3 = R_6 R_1$	$\frac{R_6 R_1}{R_3}$	obwód emitera otwarty	$R_{ze} \gg \gamma \alpha r_{22}$
γ	z rys. 5.9d	$\gamma U_k = U_k \frac{R_3}{R_3 + R_6}$	$\frac{R_3}{R_6}$ $(R_6 \gg R_3)$	,,	$R_{ze} \gg \frac{1}{g_{11}}$

W uproszczonych układach pomiarowych (rys. 5.9) oporności R_5 i R_4 tworzą oporności stosunkowe mostka. Ich wartości znacznie przewyższają wartości oporności R_2 i oporność wejściową tranzystora. Oporność R_6 jest tego samego rzędu co oporność r_{22} i wynosi około 1 MΩ.



Rys. 5.10. Schemat układu detektora zrównoważonego

W układach do pomiaru $\frac{1}{g_{11}}$, r_{22} i γ zastąpiono symbol tranzystora jego układem zastępczym. W pomiarze $\frac{1}{g_{11}}$ pominięto w układzie zastępczym źródło napięciowe $\gamma\ U_k$ zakładając, że obwód kolektora jest zwarty dla przebiegów zmiennych ($U_k = 0$). Podobnie w układach zastępczych przy pomiarach r_{22} i γ pominięto źródło prądowe αI_e, gdyż obwód emitera jest otwarty dla przebiegów zmiennych ($I_e = 0$).

Mostek równoważy się za pomocą oporników dekadowych R_2 albo R_3. Pokrętła tych oporników można bezpośrednio wyskalować w wartościach mierzonych parametrów.

Równowagę mostka obserwuje się za pomocą wskaźnika D. Wskaźnik ten składa się z detektora zrównoważonego, wzmacniacza selektywnego i wskaźnika równowagi.

Schemat detektora zrównoważonego pokazano na rysunku 5.10, a specyfikację jego elementów podano w tablicy 5.5.

Tablica 5.5

Specyfikacja elementów układu detektora zrównoważonego

(schemat na rys. 5.10)

Lampy		Kondensatory		Oporniki					
oznaczenie	typ	oznaczenie	wartość	oznaczenie	wartość	oznaczenie	wartość	oznaczenie	wartość
L_1	EF 91	C_1	0,1 μF	R_1	1 MΩ	R_8	1 kΩ	R_{15}	0,5 MΩ
L_2	6 J5	C_2	2 μF	R_2	4,7 kΩ	R_9	15 kΩ	R_{16}	20 kΩ
L_3	6 SN7	C_3	0,1 μF	R_3	200 Ω	R_{10}	150 kΩ	R_{17}	200 Ω
L_4	EF 91	C_4	0,1 μF	R_4	10 kΩ	R_{11}	100 kΩ	R_{18}	10 kΩ
		C_5	0,1 μF	R_5	20 kΩ	R_{12}	0,5 MΩ	R_{19}	4,7 kΩ
		C_6	2 μF	R_6	0,5 MΩ	R_{13}	1 kΩ	R_{20}	1 MΩ
		C_7	0,1 μF	R_7	3,3 kΩ	R_{14}	10 kΩ		

Lampy L_1 i L_4 pracują w układzie wtórników katodowych. W takim połączeniu mostek nie jest obciążony w czasie pomiaru przez detektor, gdyż oporności wejściowe wtórników są bardzo duże. Lampa L_2 pracuje w układzie odwracacza fazy. Wzmocnienie jej wynosi około 1. W trakcie równoważenia mostka na siatki podwójnej triody L_3 zostają doprowadzone w przeciwfazie dwa

napięcia zmienne o częstotliwości 1 kHz. Prąd katodowy lampy L_3, będący wynikiem działania różnicy napięć, przepływa przez opornik katodowy R_{14}. Spadek napięcia powstający na tym oporniku jest następnie wzmacniany za pomocą wzmacniacza selektywnego.

Zerowanie detektora dokonuje się przez zwarcie za pomocą przełącznika P siatek obu wtórników katodowych i dobranie potencjometrem R_{13} minimum napięcia zmiennego na oporniku R_{14}.

Wzmacniacz selektywny może być wykonany jako wzmacniacz z filtrem RC kształtu H lub obwodem rezonansowym o dużej dobroci. Dla otrzymania dużej czułości wskaźnika, bez przesterowania tranzystora, wzmocnienie jego powinno wynosić około 100 000. Ze względu na szumy układu niecelowe jest dalsze zwiększanie wzmocnienia. Selektywność wzmacniacza pozwala uniezależnić dokładność pomiaru od wpływu prądów zakłócających o częstotliwości sieci lub jej harmonicznych.

Jako wskaźnik równowagi mostka może być wykorzystany oscyloskop, wskaźnik lampowy — „oko magiczne" lub przyrząd wskazówkowy. Przy użyciu przyrządu powinien on być zabocznikowany prostownikiem w celu uniknięcia wybijania wskazówki podczas równoważenia mostka.

Dokładność pomiaru zależy od dokładności elementów mostka, czułości wskaźnika, równowagi, amplitudy doprowadzanych prądów zmiennych i dokładności rozwarcia obwodu emitera oraz zwarcia obwodu kolektora. Oporniki dekadowe R_2 i R_3 (rys. 5.8) zostały wykonane z dokładnością około $\pm$ 0,1%, a oporniki R_1, R_5 i R_6 z dokładnością $\pm$ 1%.

Amplitudę sygnału dobrano tak, żeby nie wykraczała poza prostoliniowe odcinki charakterystyk tranzystora w danym punkcie pracy oraz aby rozwierano obwód emitera i zwierano obwód kolektora z błędem mniejszym niż 1%. Uzyskano w ten sposób dokładność pomiaru wszystkich parametrów większą niż $\pm$ 4%.

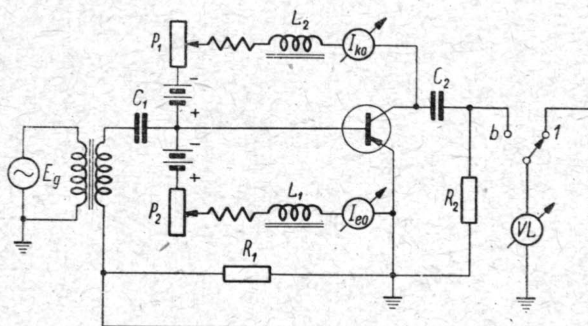
Mając pomierzone parametry mieszane można obliczyć parametry oporowe lub przewodnościowe posługując się tablicą 2.1.

5.1.8. Pomiar współczynnika b

Zwarciowe współczynniki wzmocnienia prądowego tranzystorów ostrzowych i warstwowych różnią się znacznie między sobą. Współczynnik α tranzystorów warstwowych jest bliski jedności, zaś współczynnik α tranzystorów ostrzowych wynosi 2 — 3. Przy pomiarze współczynnika α tranzystorów ostrzowych za pomocą układu, pokazanego na rysunku 5.3, porównujemy spadki napięć różniące się znacznie między sobą i błąd pomiaru jest mały. Jeśli

mierzyć za pomocą tego samego układu współczynnik α tranzystorów warstwowych, to porównywane spadki napięć różnią się nieznacznie między sobą, np. przy $\alpha = 0{,}98$ różnica ta wynosi 0,02 i błąd pomiaru jest duży.

Dlatego też pomiaru zwarciowego współczynnika wzmocnienia prądowego α tranzystorów warstwowych dokonuje się w połączeniu *WE* przez porównanie spadków napięć, wywołanych przepływem prądu kolektora i bazy przez oporniki o znanej wartości oporności (rys. 5.11), przy zwartym obwodzie kolektora dla przebiegów zmiennych ($U_k \approx 0$).



Rys. 5.11. Schemat układu do pomiaru współczynnika b

Wzmocnienie prądowe tranzystora w połączeniu *WE*, jak wiadomo z rozdziału 2, wyraża się zależnością:

$$k_i = \frac{I_k}{I_b} = \frac{r_m - r_e}{r_k - r_m + r_e + R_{obc}}. \qquad [5.13]$$

Jeśli $r_e \ll r_m$ oraz $r_e \ll r_k - r_m$, co jest słuszne dla przeciętnego tranzystora warstwowego, i gdy obwód kolektora obciążymy małą opornością ($R_{obc} \ll r_k$), to wyrażenie [5.13] przyjmie postać uproszczoną:

$$k_i \approx \frac{\alpha}{1 - \alpha} = b. \qquad [5.14]$$

Porównując więc spadki napięć w układzie z rysunku 5.11 otrzymamy wartość współczynnika b. Jeśli napięcie na oporniku R_1 przyjmiemy za równe jedności, to woltomierz można wyskalować bezpośrednio w wartościach b. Zakres woltomierza można zmienić przez zmianę oporności R_2.

Aby pomiar współczynnika b dla małych częstotliwości był dokładny, powinny być spełnione następujące warunki:

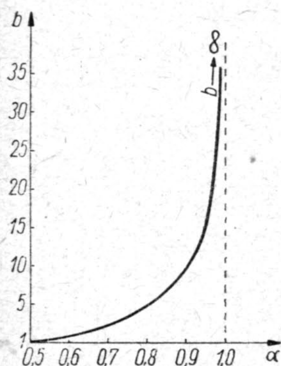
1) $X_{L_1} \gg r_{we} \left(\text{gdzie } r_{we} = r_b + \frac{r_e}{1-a} \right)$;

2) $X_{L_2} \gg \sqrt{R_2^2 + X_{c_2}^2}$;

3) $(r_k - r_m) \gg \sqrt{R_2^2 + X_{c_2}^2}$;

4) częstotliwość sygnału musi być dostatecznie mała, aby nie następowało przesunięcie fazy między prądami I_k i I_b.

Pożądane jest również obserwowanie mierzonych napięć na oscyloskopie w celu sprawdzenia, czy tranzystor pracuje na prostoliniowym odcinku charakterystyki. Punkt pracy dobiera się za pomocą potencjometrów P_1 i P_2 i określa się przez odczyt prądów I_{e0} i I_{k0}.



Rys. 5.12. Przebieg zależności $b=f(\alpha)$

Mając zmierzony współczynnik b możemy łatwo obliczyć współczynnik α. Zależność współczynnika b od α pokazano na rysunku 5.12. Ponieważ przy $\alpha \rightarrow 1$ współczynnik $b \rightarrow \infty$, więc im tranzystor ma większą wartość współczynnika α, tym dokładność pomiaru jest większa.

Układ powyższy stosuje się do pomiaru współczynnika b tranzystorów warstwowych, ponieważ tranzystory ostrzowe pracują przeważnie niestabilnie w połączeniu *WE*.

5.1.9. Pomiar częstotliwości granicznej tranzystora $f_{g\alpha}$

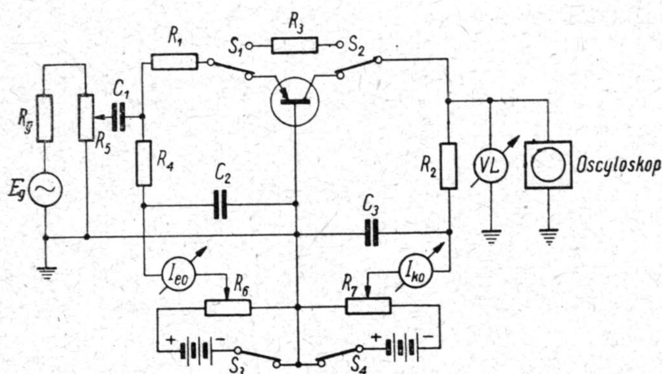
W punkcie 2.4 została omówiona zależność modułu i kąta fazowego zwarciowego współczynnika wzmocnienia prądowego α od częstotliwości i były wyprowadzane zależności analityczne, w których stosowano dwa oznaczenia; α_0 i α. Współczynnik α_0 jest współczynnikiem wzmocnienia prądowego na małych częstotliwościach, zaś współczynnik α — współczynnikiem wzmocnienia prądowego na większych częstotliwościach. Częstotliwość graniczna tranzystora $f_{g\alpha}$ jest to taka częstotliwość, przy której współczynnik α jest mniejszy o 3 dB od współczynnika α_0.

Częstotliwość $f_{g\alpha}$ jest bardzo ważnym parametrem wskazującym na zachowanie się tranzystora na większych częstotliwościach.

Jest ona zawsze podawana w metryce tranzystora wraz z innymi parametrami.

Zasada pomiaru $f_{g\alpha}$ wynika z powyższej definicji. Wartość współczynnika α_0 w danym punkcie pracy tranzystora może być zmierzona w układzie pokazanym na rysunku 5.3, na częstotliwości około 1 kHz, która jest następnie zmieniana dopóty, dopóki wartość α nie osiągnie 0,707 α_0. Częstotliwość, przy której $\alpha = 0,707\ \alpha_0$, jest częstotliwością graniczną tranzystora $f_{g\alpha}$.

Układ z rysunku 5.3 może dawać jednak duże błędy pomiarowe ze względu na dużą pojemność wnoszoną przez generator sygnału oraz obwód polaryzacji emitera. Dlatego też do pomiaru częstotli-



Rys. 5.13. Schemat układu do pomiaru częstotliwości granicznej tranzystora

wości granicznej $f_{g\alpha}$ stosuje się inny układ, pokazany na rysunku 5.13.

W układzie tym tranzystor jest zasilany z generatora o zmiennej częstotliwości przez oporność R_1, która znacznie przewyższa oporność wejściową tranzystora. Dzięki temu można przyjąć, że prąd emitera I_e nie zależy od zmian oporności wejściowej tranzystora.

Wartość prądu kolektora I_k określona jest z pomiaru spadku napięcia na oporności R_2, która jest o wiele mniejsza od oporności wyjściowej tranzystora; spełniony jest zatem warunek zwarcia kolektora ($U_k \approx 0$). Stosunek $\frac{I_k}{I_e}$ określa wartość współczynnika α dla danej częstotliwości.

Amplituda sygnału wejściowego regulowana jest potencjometrem R_5. Tranzystor zasilany jest prądem stałym poprzez oporniki R_4 i R_2. Przełączniki S_1, S_2, S_3 i S_4 są tak sprzężone, że gdy S_1

i S_2 przechodzą w górne położenie, to równocześnie otwierają się S_3 i S_4.

Przebieg pomiaru jest następujący:

Przy przełącznikach S_1 i S_2 w dolnym położeniu dobiera się odpowiedni punkt pracy tranzystora. Następnie przełączą się je w górne położenie i reguluje amplitudę sygnału wejściowego potencjometrem R_5 tak, aby spadek napięcia na oporności R_2 miał wartość dogodną do odczytu, np. 100 mV. Następnie przełącznik przełącza się w dolne położenie i mierzy się spadek napięcia na oporności R_2; spadek napięcia jest proporcjonalny do wartości współczynnika α_0.

Gdy napięcie wyjściowe generatora jest stałe, wtedy częstotliwość graniczna $f_{g\alpha}$ może być określona przez zmianę częstotliwości generatora do takiej wartości, przy której napięcie na oporności R_2 jest o 3 dB mniejsze od napięcia na tej oporności przy małej częstotliwości. Jeśli napięcie generatora nie jest stałe, wówczas na częstotliwości granicznej $f_{g\alpha}$ można sprawdzić wartość prądu I_e przełączając przełącznik w górne położenie i obserwując wychylenie woltomierza. Wielkość wychylenia reguluje się potencjometrem R_5. Kształt napięcia na oporności R_2 obserwuje się na oscyloskopie, co ma na celu zapewnienie takiej amplitudy sygnału wejściowego, przy której tranzystor pracuje na prostoliniowym odcinku charakterystyki w danym punkcie pracy. Do pomiarów używamy woltomierza lampowego, którego wskazania w zakresie zmian częstotliwości generatora są wolne od błędu.

5.1.10. Zdejmowanie charakterystyk statycznych tranzystora za pomocą charakterografu

Pełny obraz własności elektrycznych tranzystora uzyskuje się wtedy, jeśli znane są cztery rodziny jego charakterystyk statycznych (rys. 2.5). Charakterystyki te wiążą zależności występujące między następującymi wielkościami: napięciem na emiterze U_e, prądem emitera I_e, napięciem na kolektorze U_k i prądem kolektora I_k.

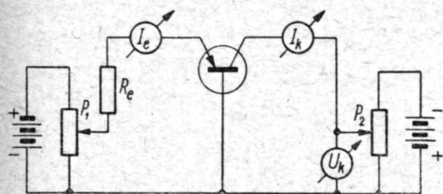
Schemat prostego układu do zdejmowania charakterystyki wyjściowej $U_k = f(I_k)$ przy I_e = const pokazano na rysunku 5.14.

Za pomocą potencjometru P_1 ustalamy wartość prądu I_e będącą parametrem, a następnie potencjometrem P_2 zmieniamy napięcie U_k otrzymując szereg wartości prądu I_k. Czynność tę powtarzamy dla kilku wartości prądu I_e. Ze względu na oddziaływanie obwodu kolektora na obwód emitera należy podczas zdejmowania charakterystyki kontrolować wartość prądu I_e, prąd ten bowiem może ulegać zmianom w funkcji zmian napięcia U_k pomimo sta-

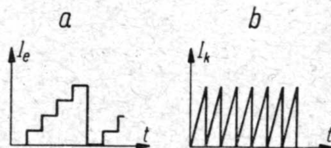
łego położenia suwaka potencjometru P_1. Opornik R_e włączony w obwód emitera ma na celu linearyzację obwodu emitera.

Zdejmowanie charakterystyk statycznych punkt po punkcie jest kłopotliwe, pracochłonne i nie pozwala na zdejmowanie tych charakterystyk w zakresie prądów i napięć, w którym przekroczona jest wartość dopuszczalnej mocy traconej w tranzystorze. W tym zakresie prądów i napięć ze względu na nagrzewanie się tranzystora otrzymane charakterystyki są nie tylko funkcją jego własności elektrycznych, ale i funkcją temperatury. Metoda ta również nie nadaje się do obserwacji zmian własności elektrycznych tranzystora np. podczas procesów formowania. Dla natychmiastowego otrzymania charakterystyk statycznych tranzystora zastosowano metodę oscyloskopową.

Zasadę oscyloskopowego zdejmowania charakterystyk wyjaśnimy na układzie z rysunku 5.14. Charakterystykę $U_k = f(I_k)$ przy I_e = const otrzymamy również wtedy, gdy zamienimy baterię emitera generatorem drgań schodkowych, a baterię kolektora generatorem drgań piłokształtnych (rys. 5.15).



Rys. 5.14. Schemat układu pomiarowego do zdejmowania rodziny charakterystyk statycznych tranzystora



Rys. 5.15. Przebiegi prądowe przy zdejmowaniu charakterystyk statycznych metodą oscyloskopową:

a — w obwodzie emitera; b — w obwodzie kolektora

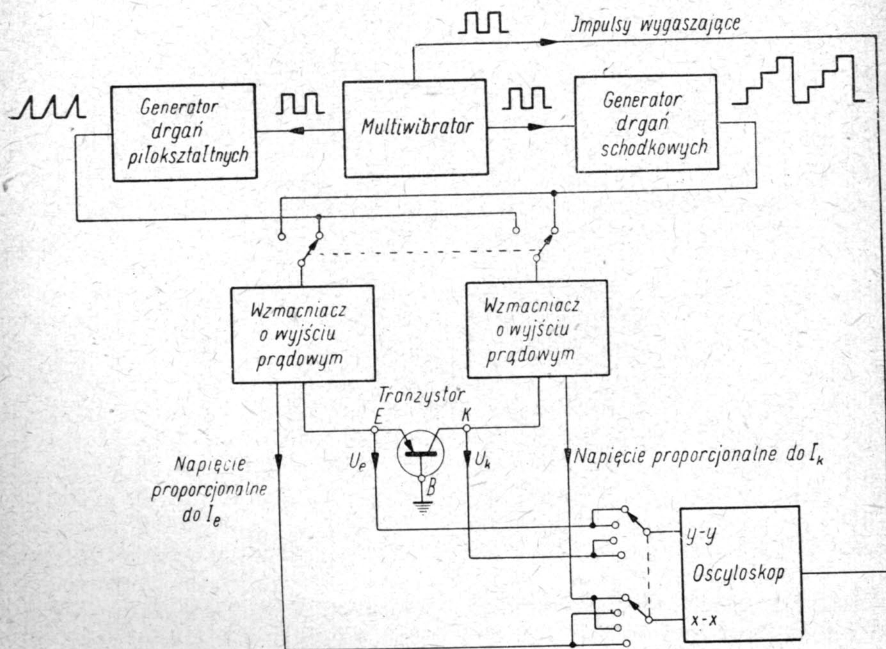
Doprowadzając do płytek x-x oscyloskopu napięcie U_k, zaś do płytek y-y — napięcie proporcjonalne do prądu I_k otrzymamy na ekranie oscyloskopu charakterystyki tranzystora (rys. 5.16). Liczba charakterystyk na ekranie oscyloskopu odpowiada liczbie poziomów w jednym okresie pracy generatora drgań schodkowych. Czas trwania jednego poziomu prądu emitera odpowiada okresowi pracy generatora drgań piłokształtnych zasilających obwód kolektora. Stąd wynika, że jeśli liczba charakterystyk w rodzinie wynosi n, to częstotliwość pracy generatora drgań piłokształtnych jest n-krotnie większa od częstotliwości generatora drgań schodkowych.

Częstotliwość generatora drgań schodkowych powinna być większa od tej częstotliwości granicznej, przy której oko ludzkie zaczyna reagować na migotanie (16 Hz), zaś częstotliwość genera-

tora drgań piłokształtnych powinna być mniejsza od tej częstotliwości, przy której uwidacznia się wpływ szkodliwych pojemności powodujących pętlowość obserwowanych charakterystyk. Przeważnie generator drgań schodkowych ma częstotliwość 50÷300 Hz. Przy maksymalnie stosowanej liczbie charakterystyk w rodzinie ($n = 10$) częstotliwość drgań piłokształtnych wynosi 500÷3000 Hz. Przy tak małej częstotliwości wpływ pojemności szkodliwych można pominąć.

Dobór oscyloskopu przy takich częstotliwościach nie nastręcza praktycznie trudności. Jeśli oscyloskop posiada tylko wzmacniacze prądu zmiennego, to wypadkowa stała czasowa obwodów wzmacniaczy musi być co najmniej 5-krotnie większa od okresu obiegu charakterystyk; w przeciwnym wypadku wzmacniacze oscyloskopu będą reagować na poszczególne składowe stałe, powstające przy zdejmowaniu pojedynczych charakterystyk, rozsuwając ich początki na ekranie oscyloskopu.

Rodzinę charakterystyk statycznych $U_e = f(I_k)$ przy I_e = const zdejmujemy tak samo jak rodzinę charakterystyk $U_k = f(I_k)$ przy I_k = const. Natomiast pozostałe rodziny charakterystyk statycz-



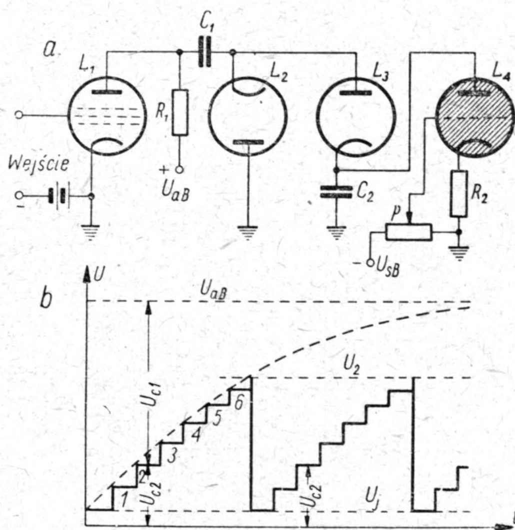
Rys. 5.16. Schemat blokowy charakterografu tranzystorowego

nych: $U_e = f(I_e)$ przy I_k = const oraz $U_k = f(I_e)$ przy I_k = const zdejmujemy zamieniając wzajemnie miejsca włączenia generatorów drgań piłokształtnych i schodkowych.

Układ blokowy charakterografu tranzystorowego pokazano na rysunku 5.16.

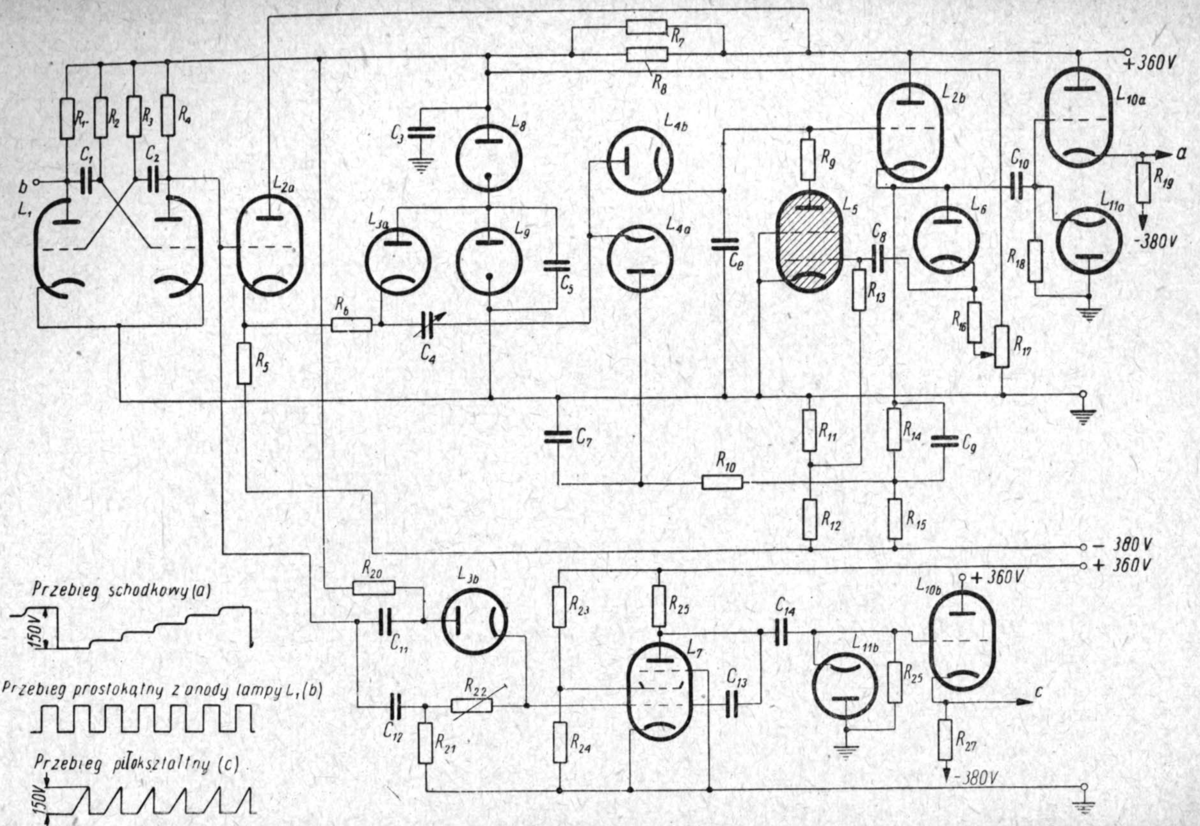
Drgania schodkowe mogą być otrzymane w różny sposób. Najczęściej wykorzystuje się zasadę stosowaną w układach zliczających (rys. 5.17).

Do lampy wzmacniającej L_1 doprowadza się impulsy z multiwibratora o takiej amplitudzie, aby przy ujemnych impulsach napięcie na siatce czynnej spadało poniżej wartości napięcia odcięcia. Podczas takiego ujemnego impulsu kondensatory C_1 i C_2 ładują się przez diodę L_3, tak że suma potencjałów na obu kondensatorach równa się napięciu anodowemu U_{aB}. Podczas następnego dodatniego impulsu kondensator C_1 rozładowuje się przez diodę L_2, rozładowanie zaś kondensatora C_2 jest uniemożliwione przez diodę L_3.



Rys. 5.17. Układ zliczający:
a — schemat; b — wykres działania

Dobierając pojemność kondensatora C_2 znacznie większą od pojemności kondensatora C_1 otrzymamy, że kondensator C_2 przy każdym ujemnym impulsie ładuje się do napięcia U_{c2} równego części napięcia anodowego U_{aB}, natomiast kondensator C_1 ładuje się do



Rys. 5.18. Schemat generatorów przebiegów piłokształtnych i schodkowych w charakterografie tranzystorowym

stosunkowo dużego napięcia, lecz rozładowuje się w czasie dodatniego impulsu napięcia wejściowego.

Przy każdym ujemnym impulsie napięcia wejściowego kondensator C_2 otrzymuje dodatkowy ładunek i napięcie U_{c2} wzrasta na nim stopniowo. Gdy napięcie na kondensatorze C_2 osiągnie wartość napięcia zapłonu U_z tyratronu L_4, wówczas kondensator C_2 rozładowuje się przez tyratron i układ powraca do stanu wyjściowego, a napięcie na kondensatorze C_2 znowu wzrasta poczynając od wartości napięcia jonizacji U_j tyratronu L_4. Liczbę schodków napięcia można łatwo regulować za pomocą potencjometru P.

Pobierając napięcie anodowe U_{aB} lampy L_1 i napięcie siatkowe U_{sB} tyratronu z tego samego źródła uniezależniamy się od wahań napięć zasilających i dzięki temu liczba schodków zależy prawie wyłącznie od doboru stałych obwodu i w nieznacznym stopniu od charakterystyk lamp oraz napięć zasilających.

Na rysunku 5.18 pokazano szczegółowe schematy generatorów drgań schodkowych i piłokształtnych charakterografu tranzystorowego.

W tablicy 5.6 podano specyfikację elementów omawianych generatorów drgań schodkowych i piłokształtnych.

Lampa L_1 pracuje w układzie multiwibratora symetrycznego generując impulsy prostokątne o częstotliwości 300 Hz, które następnie przechodzą przez wtórnik L_{2a}. Napięcie na oporniku katodowym R_5 wtórnika posiada amplitudę około 150 V, obciętą przez diodę L_{3a}. Impulsami tymi są ładowane kondensatory C_4 i C_6 w sposób opisany poprzednio. Szerokość stopni jest określona przez stosunek pojemności kondensatorów C_4 i C_6, a liczba stopni przez wartość potencjału na potencjometrze R_{17}. Przebieg schodkowy jest ustalany względem potencjału ziemi przez diodę L_{11a}. Napięcie wyjściowe generatora otrzymuje się z wtórnika zbudowanego na lampie L_{10a}.

Przebieg piłokształtny otrzymywany jest z integratora Millera zbudowanego na lampie L_7. Podczas ujemnej połówki impulsu prostokątnego integrator daje impuls piłokształtny dodatni, który jest odniesiony do potencjału ziemi poprzez diodę L_{11b} i doprowadzony do układu poprzez wtórnik katodowy L_{10b}. Amplituda przebiegu piłokształtnego jest regulowana za pomocą opornika R_{22}. Powrót przebiegu piłokształtnego jest bardzo szybki i droga powrotna plamki na ekranie oscyloskopu jest prawie niewidoczna.

Aby w odcinkach czasu, gdy napięcie piłokształtne równa się zeru, nie był rozświecany ekran oscyloskopu (początek charakterystyk), na cylinder Wehnelta lampy doprowadza się z multiwibratora przebieg prostokątny ujemny względem ziemi.

Tablica 5.6

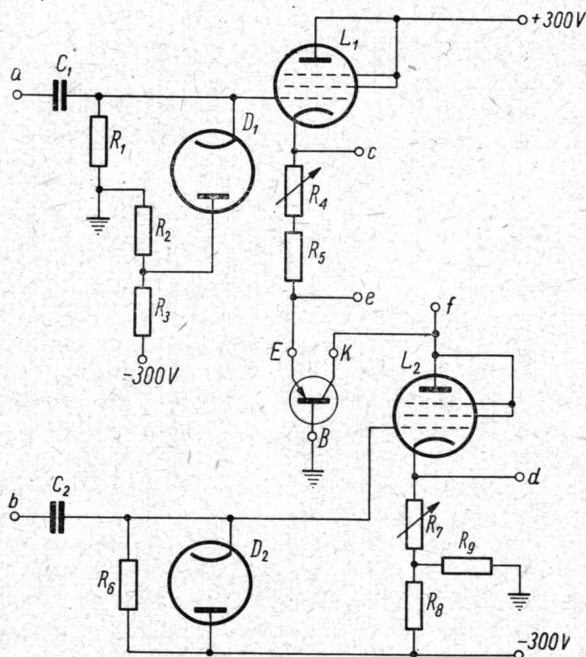
Specyfikacja elementów generatorów drgań schodkowych i piłokształtnych

(schemat na rys. 5.18)

Lampy		Kondensatory				Oporniki					
oznaczenie	typ	oznaczenie	wartość	oznaczenie	wartość	oznaczenie	wartość	oznaczenie	wartość	oznaczenie	wartość
L_1	12 AT 7	C_1	275 pF	C_{12}	0,25 μF	R_1	39 kΩ	R_{12}	470 kΩ	R_{23}	22 kΩ
L_2	12 AU 7	C_2	275 pF	C_{13}	300 pF	R_2	3,3 MΩ	R_{13}	1 MΩ	R_{24}	47 kΩ
L_3	6 D 2	C_3	0,25 μF	C_{14}	1 μF	R_3	10 MΩ	R_{14}	4,7 kΩ	R_{25}	100 kΩ
L_4	6 D 2	C_4	0,002 μF			R_4	39 kΩ	R_{15}	150 kΩ	R_{26}	2,2 MΩ
L_5	20 A 2	C_5	0,25 μF			R_5	100 kΩ	R_{16}	10 kΩ	R_{27}	68 kΩ
L_6	6 D 2	C_6	0,0045 μF			R_6	10 kΩ	R_{17}	100 kΩ		
L_7	6 F 1	C_7	0,002 μF			R_7	2,5 kΩ	R_{18}	2,2 MΩ		
L_8	VR150/30	C_8	500 pF			R_8	2,5 kΩ	R_{19}	68 kΩ		
L_9	VR150/30	C_9	50 μF			R_9	330 Ω	R_{20}	390 kΩ		
L_{10}	12 AT 7	C_{10}	1 μF			R_{10}	10 kΩ	R_{21}	1,5 MΩ		
L_{11}	6 D 2	C_{11}	0,25 μF			R_{11}	4,7 kΩ	R_{22}	1MΩ		

Przebieg piłokształtny i schodkowy doprowadza się do układów wzmacniaczy o wyjściu prądowym. Z wyjścia wzmacniaczy prądy piłokształtny i schodkowy zostają doprowadzone do odpowiednich elektrod badanego tranzystora.

Jednym z przykładów prostego rozwiązania takich układów wzmacniaczy prądowych może być schemat pokazany na rysunku 5.19.



Rys. 5.19. Schemat wzmacniaczy o wyjściu prądowym w charakterografie tranzystorowym:

Zdejmowana charakterystyka	Połączyć płytki odchylające oscyloskopu:		Doprowadzić napięcie (około 130 V)	
	pionowe z zaciskiem	poziome z zaciskiem	schodkowe do zacisku	piłokształtne do zacisku
$U_e = f(I_k)$ przy $I_e = \text{const}$	e	d	a	b
$U_e = f(I_e)$ „ $I_k = \text{const}$	e	c	b	a
$U_k = f(I_k)$ „ $I_e = \text{const}$	f	d	a	b
$U_k = f(I_e)$ „ $I_k = \text{const}$	f	c	b	a

Specyfikację elementów tego układu podano w tablicy 5.7.

Tablica 5.7

Specyfikacja elementów układu wzmacniaczy prądowych
(schemat na rys. 5.19)

Lampy		Kondensatory		Oporniki			
oznaczenie	typ	oznaczenie	wartość	oznaczenie	wartość	oznaczenie	wartość
L_1	EF 50	C_1	0,5 μF	R_1	3,9 MΩ	R_5	12 kΩ
L_2	EF 50	C_2	0,5 μF	R_2	3,3 kΩ	R_6	3,9 MΩ
D_1	EA 50			R_3	100 kΩ	R_7	100 kΩ
D_2	EA 50			R_4	100 kΩ	R_8	12 kΩ
						R_9	330 kΩ

Obwód emitera w tym układzie jest włączony do wtórnika katodowego (lampa L_1). W pierwszym przybliżeniu prąd katodowy tej lampy jest proporcjonalny do napięcia na jej siatce sterującej. Przy doprowadzeniu do zacisku *a* sygnału o napięciu około 130 V można pominąć błąd wynikający ze zmiany potencjału katody (mała oporność $R_5 = 12$ kΩ) i zmian wewnętrznej oporności badanych tranzystorów. Na siatkę lampy L_1 doprowadza się impulsy schodkowe lub piłokształtne zależnie od tego, jaką charakterystykę zdejmujemy. Dioda D_1 służy do odtworzenia składowej stałej. Do jej anody doprowadza się napięcie rzędu minus 10 V otrzymywane z dzielnika R_2R_3. Wielkość tego napięcia dobiera się dokładnie w czasie pracy przyrządu, tak aby zmiana prądu lampy L_1 zaczynała się od zera. Stała czasowa R_1C_1 powinna być dostatecznie duża, żeby napięcie schodkowe doprowadzane do siatki lampy L_1 nie było zniekształcone.

W obwód kolektora włączony jest również wtórnik katodowy na lampie L_2. Dioda D_2 służy do odtwarzania składowej stałej podobnie jak dioda D_1. Napięcie odcięcia tej diody, wynoszące około $+10$ V, dobiera się przez doprowadzenie do katody lampy L_2 napięcia polaryzującego z dzielnika R_7R_8. Dzięki temu zmiana prądu lampy będzie się zaczynała także od zera.

Dokładność charakterografów tranzystorowych wynosi $10 \div 20\%$. Otrzymane charakterystyki służą do zorientowania się w możliwościach zastosowania tranzystora do tego lub innego celu oraz w wyborze najkorzystniejszego punktu pracy. Wartości parametrów w wybranym punkcie pracy mierzy się następnie za pomocą układów opisanych poprzednio; służą one do obliczeń podstawowych zależności w obwodach tranzystora.

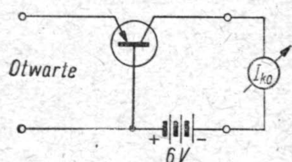
Produkcyjną kontrolę tranzystorów można podzielić na dwa etapy: a) kontrola na stanowisku roboczym, b) kontrola ostateczna i segregacja gotowych tranzystorów. Na stanowisku roboczym powinny być używane najbardziej konieczne i najprostsze przyrządy, natomiast przy kontroli ostatecznej i segregacji mogą być stosowane przyrządy bardziej skomplikowane.

5.2.1. Kontrola na stanowisku roboczym

P r z y p r o d u k c j i t r a n z y s t o r ó w w a r s t w o w y c h do określenia przydatności wyprodukowanego tranzystora zupełnie wystarcza pomiar współczynnika b i prądu zerowego kolektora I_{k0}.

Do pomiaru współczynnika b może być stosowany układ pokazany na rysunku 5.11, przy czym woltomierz lampowy może nie być skalowany w wartościach b, a mieć tylko naznaczone dopuszczalne granice rozrzutu tego parametru.

Pomiar prądu zerowego kolektora I_{k0} przeprowadza się w układzie pokazanym na rysunku 5.20. Przy otwartych zaciskach emitera mierzy się prąd kolektora przy pewnym ustalonym napięciu kolektora, np. przy 6 V. Wartość prądu I_{k0} daje jednocześnie pojęcie o wartości oporności r_k: im prąd I_{k0} jest mniejszy, tym oporność kolektora jest większa.

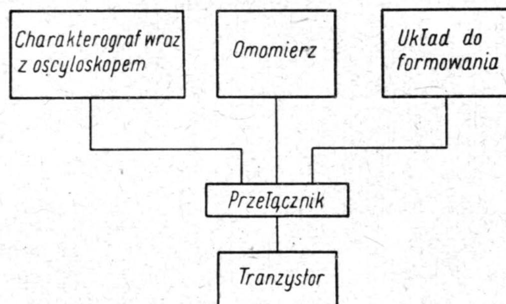


Rys. 5.20. Układ do pomiaru prądu I_{k0}

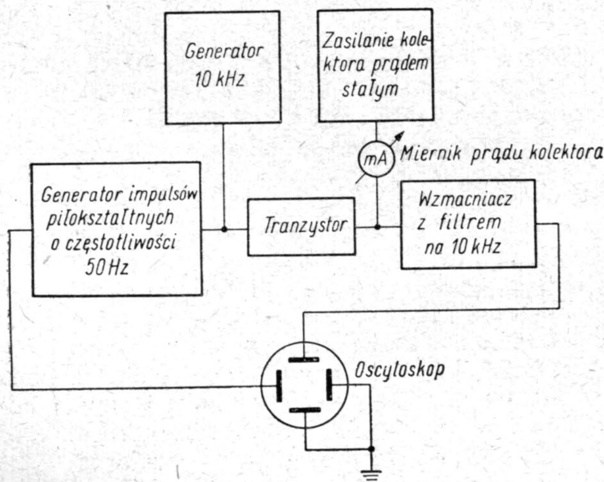
P r z y p r o d u k c j i t r a n z y s t o r ó w o s t r z o w y c h może być stosowany zestaw przyrządów pokazany na rysunku 5.21. Składa się on z omomierza, układu do formowania i charakterografu. Charakterograf jest uproszczony i zdejmuje tylko jedną rodzinę charakterystyk: $I_k = f(U_k)$ przy I_e = const, która pozwala na najlepszą ocenę tranzystora najbardziej prostymi środkami. Przy zestawieniu tranzystora, polegającym na odpowiednim ustawieniu i dociśnięciu ostrzy do przygotowanej uprzednio i przylutowanej do bazy płytki germanowej, mierzy się za pomocą omomierza oporności emiter-baza, kolektor-baza i emiter-kolektor.

Tak zestawiony tranzystor formuje się impulsami prądu, otrzymywanymi z układu do formowania, i przełącza następnie na charakterograf obserwując charakterystykę. Włączenia tranzystora do odpowiednich przyrządów dokonuje się za pomocą przełącznika.

Do pomiarów na stanowisku roboczym może być również stosowany oscyloskopowy miernik zwarciowego współczynnika wzmocnienia prądowego α. Układ blokowy takiego miernika pokazano na rysunku 5.22. W układzie tym prądowe impulsy piłokształtne o częstotliwości 50 Hz doprowadzane do emitera zmieniają punkt pracy tranzystora w sposób liniowy. Równocześnie do emitera doprowadzany jest prąd sinusoidalny o małej amplitudzie



Rys. 5.21. Schemat blokowy zestawu pomiarowego stosowanego przy kontroli tranzystorów ostrzowych

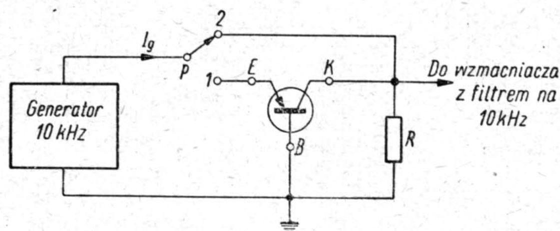


Rys. 5.22. Schemat blokowy oscyloskopowego miernika współczynnika α

i częstotliwości 10 kHz. Prąd kolektora jest regulowany ręcznie i odczytywany na mierniku.

Współczynnik α określamy w sposób następujący: doprowadzamy do obwodu emitera prąd sinusoidalny o częstotliwości 10 kHz i o małej amplitudzie ze źródła o stałej wydajności prądowej (duża oporność wewnętrzna) i mierzymy spadek napięcia prądu kolektora, wywołanego przepływem sinusoidalnego prądu emitera, na oporniku R (połączonym szeregowo z kolektorem) o małej oporności w stosunku do oporności wyjściowej tranzystora (rys. 5.23).

Współczynnik α jest mierzony w położeniu *1* przełącznika P (pomiar α), zaś kalibracja odczytu odbywa się w położeniu *2* przełącznika P (kalibracja α). W tym położeniu przełącznika prąd



Rys. 5.23. Schemat układu do pomiaru współczynnika α:

1 — pomiar α ; *2* — kalibracja α

z generatora jest doprowadzany bezpośrednio do opornika R i spadek napięcia na nim jest dalej wzmacniany za pomocą wzmacniaczy z filtrem na 10 kHz. Spadek napięcia na oporniku R w położeniu *2* przełącznika P (kalibracja α) wynosi:

$$U_2 = I_g \frac{R r_{wy}}{R + r_{wy}}, \qquad [5.15]$$

gdzie: R — oporność obciążenia kolektora;

r_{wy} — oporność wyjściowa tranzystora (z emiterem otwartym dla przebiegów zmiennych);

I_g — prąd generatora.

W położeniu *1* przełącznika P ten sam prąd I_g jest doprowadzany do emitera i wtedy mierzony jest spadek napięcia na obciążeniu kolektora. W tym wypadku w obwodzie emitera płynie również prąd I_g, gdyż generator ma stałą wydajność prądową. Z fizycznej zasady działania tranzystora wynika, że w obwodzie kolektora przepłynie prąd α razy większy, czyli $I_k = \alpha I_g$. Stąd

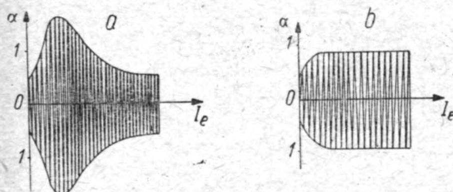
spadek napięcia na obciążeniu kolektora w położeniu 1 przełącznika P wynosi:

$$U_1 = I_g \alpha \frac{R r_{wy}}{R + r_{wy}}. \qquad [5.16]$$

Dzieląc stronami wyrażenia [5.16] i [5.15] otrzymamy:

$$\frac{U_1}{U_2} = \alpha. \qquad [5.17]$$

Napięcie wyjściowe ze wzmacniacza z filtrem na 10 kHz doprowadzane jest do płytek y-y oscyloskopu. Jednocześnie impulsy piłokształtne, zmieniające punkt pracy tranzystora, doprowadzane są do płytek x-x i na ekranie oscyloskopu otrzymywany jest wykres α w funkcji prądu emitera. Wygląd oscylogramów $\alpha = f(I_e)$ dla przeciętnego tranzystora ostrzowego i warstwowego pokazano na rysunku 5.24.



Rys. 5.24. Oscylogramy $\alpha = f(I_e)$ dla typowego tranzystora:
a — ostrzowego; b — warstwowego

Przy kontroli tranzystorów ekran oscyloskopu zaopatruje się w siatkę pomiarową, na której zaznaczone są granice zmienności współczynnika α. Gdy tranzystor nie mieści się w tych granicach, zostaje wysortowany jako brak. Pomiar jest bardzo szybki i wygodny. Kalibrację miernika można przeprowadzać raz na całą serię pomiarów. Na podstawie otrzymanej krzywej $\alpha = f(I_e)$ można również w przybliżeniu ocenić przebieg charakterystyk wyjściowych tranzystora oraz oporność jego bazy.

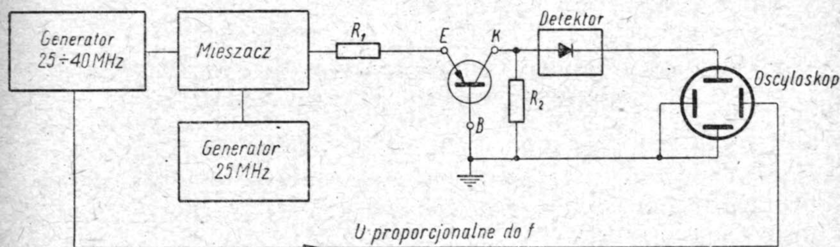
5.2.2. Kontrola ostateczna i segregacja

Na stanowisku kontroli ostatecznej i segregacji mogą być stosowane zestawy mierników omówionych w punkcie 5.1. Dla tranzystorów ostrzowych może być stosowany układ do pomiaru parametrów: r_{11}, r_{12}, r_{21}, r_{22} i α, zaś dla tranzystorów warstwowych — mostkowy miernik parametrów: α, g_{11}, r_{22} i γ. Odpowiednie uproszczenie i kombinacje mierników zależne są od specyfiki danej produkcji.

Bardzo ważnym parametrem tranzystora jest jego częstotliwość graniczna $f_{g\alpha}$ określona dla spadku współczynnika α o 3 dB w sto-

sunku do współczynnika α_0 mierzonego na małej częstotliwości. Układ do pomiaru częstotliwości granicznej $f_{g\alpha}$, podany na rysunku 5.13, jest dosyć skomplikowany w obsłudze.

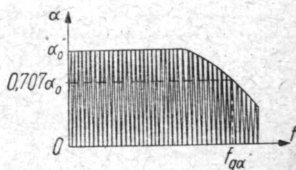
Dlatego w produkcyjnej kontroli tranzystorów można stosować oscyloskopowy układ miernika częstotliwości granicznej $f_{g\alpha}$, którego schemat blokowy pokazano na rysunku 5.25.



Rys. 5.25. Schemat blokowy oscyloskopowego miernika częstotliwości granicznej tranzystora

Układ ma dwa generatory: jeden daje napięcie o stałej częstotliwości 25 MHz, a drugi napięcie o częstotliwości automatycznie zmienianej w granicach 25÷40 MHz. Częstotliwości te są mieszane i napięcie o częstotliwości różnicowej, zmieniającej się w granicach 0÷15 MHz, doprowadza się z mieszacza do obwodu emitera. Przez zastosowanie opornika R_1 o dużej oporności, znacznie przewyższającej oporność wejściową tranzystora, utrzymuje się stały prąd płynący w obwodzie emitera. Kolektor jest obciążony opornikiem o oporności znacznie mniejszej od oporności wyjściowej tranzystora, dzięki czemu tranzystor pracuje w takich samych warunkach jak w układzie pokazanym na rysunku 5.3. Napięcie z opornika R_2 doprowadzane jest poprzez detektor na płytki pionowe oscyloskopu. Równocześnie na płytki poziome doprowadza się napięcie, którego wielkość jest proporcjonalna do częstotliwości. Na ekranie oscyloskopu otrzymamy wówczas obraz pokazany na rysunku 5.26.

Zaopatrując ekran oscyloskopu w siatkę pomiarową, na której przeskalowana jest oś częstotliwości oraz zaznaczona jest wartość $\alpha = 0{,}707\alpha_0$, możemy bezpośrednio odczytać wartość $f_{g\alpha}$. Pomiar jest bardzo prosty, szybki i wygodny.



Rys. 5.26. Oscylogram $\alpha = f(I_e)$ otrzymany za pomocą układu z rysunku 5.25

Oprócz pomiarów parametrów tranzystorów należy przeprowadzić kontrolę ich trwałości. W tym celu z serii tranzystorów wybiera się na chybił trafił pewien procent tranzystorów dziennej produkcji (określony przez warunki techniczne), w których co pewien czas, np. co kilka dni, mierzy się prąd zerowy I_{k0}. Jeśli w miarę upływu czasu wartość I_{k0} wzrasta, to tranzystor ma małą trwałość, natomiast jeśli wartość I_{k0} jest stała lub zmniejsza się, to trwałość tranzystora będzie duża.

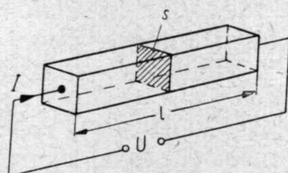
5.3. METODY POMIARU WŁAŚCIWOŚCI PÓŁPRZEWODNIKA STOSOWANEGO NA TRANZYSTORY

Jak wynika z rozdziału 4, przy produkcji tranzystorów niezbędne są badania strukturalne materiału półprzewodnikowego używanego do produkcji oraz znajomość jego oporności właściwej i czasu życia nośników.

Badania strukturalne są konieczne przede wszystkim dla ustalenia, czy materiał półprzewodnikowy jest monokryształem, a następnie dla określenia kierunku płaszczyzn *111*. Badania te wykonuje się za pomocą metody dyfrakcji promieni Rentgena (zwanej metodą Lauego) przez atomy sieci krystalicznej badanego półprzewodnika na próbkach wyciętych z badanego materiału półprzewodnikowego. Powierzchnia badana musi być płaska i o średnicy przynajmniej 3 mm.

Pomiary oporności półprzewodnika można wykonać za pomocą trzech różnych sposobów.

P i e r w s z y   s p o s ó b   p o m i a r u polega na wyznaczeniu oporności próbki badanego materiału, wykonanej w postaci regularnego prostopadłościanu, metodą ogólnie stosowaną przy pomiarze oporności, a mianowicie przez pomiar napięcia U i prądu I płynącego przez próbkę (rys. 5.27). Po określeniu długości próbki l w centymetrach i po określeniu przekroju s w centymetrach kwadratowych wyznaczamy oporność właściwą ze wzoru:

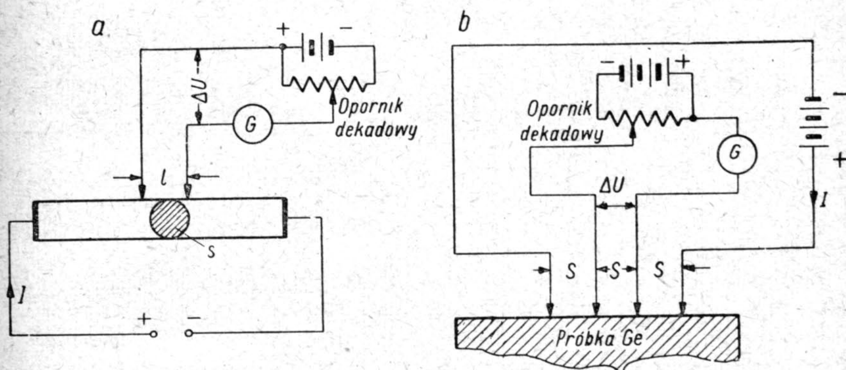


Rys. 5.27. Ogólny schemat pomiaru oporności właściwej półprzewodnika

$$\varrho = \frac{U}{I}\,\frac{s}{l}\,[\Omega\,\mathrm{cm}]. \qquad [5.18]$$

Połączenia elektryczne z próbką należy wykonać w próżni przez przylutowanie płytek niklowych do końców próbki; w ten sposób unika się błędu pomiarowego wywołanego dużą opornością przejścia z metalu do płytki półprzewodnikowej.

D r u g i   s p o s ó b pomiaru polega na pomiarze spadku napięcia ΔU za pomocą dwupunktowej sondy (rys. 5.28a), umieszczonej w dowolnym obszarze próbki, przez którą płynie prąd I. Metodę tę stosować można w przypadku próbek o dość regularnym przekroju (kołowym). Metoda ta jest szczególnie dogodna, gdyż unika się tu lutowania elektrod doprowadzających napięcie do próbki.



Rys. 5.28. Schemat pomiaru oporności właściwej półprzewodnika za pomocą sondy:

a — dwupunktowej; b — czteropunktowej

Połączenie obwodu elektrycznego z próbką można wykonać za pomocą elektrod ołowiowych o dużej powierzchni, dociskanych do końców próbki. Napięcie mierzy się metodą kompensacyjną (bezprądową). Odległość ostrzy sondy powinna być możliwie mała ze względu na zawsze obserwowaną w przypadku monokryształów zmianę oporności wzdłuż pałeczki półprzewodnikowej. Oporność próbki określa się ze wzoru 5.18.

T r z e c i   s p o s ó b pomiaru oporności za pomocą sondy czteropunktowej (rys. 5.28b) umożliwia w dużej mierze uniezależnienie się od kształtu i rozmiarów badanej próbki. Polega on również na wyznaczeniu spadku napięcia ΔU za pomocą metody kompensacyjnej, między dwoma wewnętrznymi stykami sondy, i prądu I, który doprowadza się do próbki za pomocą zewnętrznych styków sondy. Z rozważań teoretycznych rozpływu prądu w próbce wynika następujący wzór na oporność właściwą badanego materiału:

$$\varrho = 2\pi S \frac{\Delta U}{I} \frac{1}{k_2} [\Omega \text{ cm}], \qquad [5.19]$$

gdzie: S — odległość między ostrzami sondy (ostrza te umieszcza się w równych odległościach);
k_2 — współczynnik uwzględniający wymiary geometryczne próbki.

Wzór ten jest słuszny przy założeniu, że próbka w obszarze sondy jest płaszczyzną.

Sprężynki stykowe sondy wykonuje się z wolframu i mocuje w głowicy wykonanej w ten sposób, aby utrzymana była jak najdokładniej jednakowa odległość między ostrzami. Ostrzenie styków wykonuje się elektrolitycznie. Najczęściej stosowane odległości ostrzy wynoszą od 0,75 do 1 mm, co umożliwia przeprowadzenie pomiarów oporności na próbkach o bardzo małych rozmiarach. Współczynnik k_2 uwzględnia wpływ rozmiarów (grubości) badanej próbki oraz względne położenie sondy i krawędzi próbki (rys. 5.29).

Wartość współczynnika k_2 można znaleźć w tablicy 5.8, jeśli znana jest grubość próbki W, odległość pierwszego ostrza od krawędzi próbki L i odległość między ostrzami sondy S.

Tablica 5.8

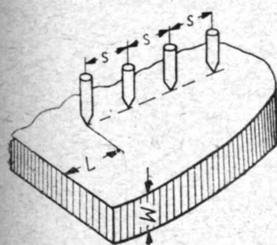
Wartość współczynnika k_2 dla różnych wartości stosunków S/W i L/S

Stosunek $\frac{S}{W}$	Stosunek L/S			
	1,0	2,0	5,0	∞
0	1,06	1,02	1,0	1,0
0,1	1,06	1,02	1,0	1,0
0,2	1,06	1,03	1,01	1,01
0,5	1,16	1,13	1,1	1,09
1,0	1,64	1,57	1,52	1,50
2,0	3,04	2,90	2,81	2,78
5,0	7,6	7,25	7,02	6,93

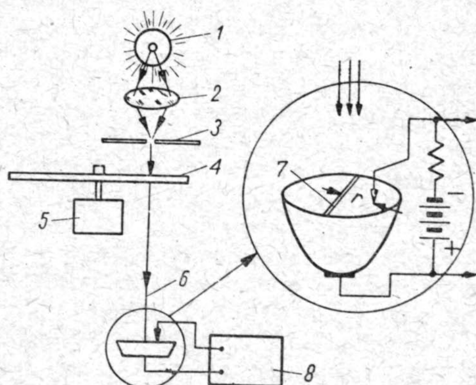
Pomiar czasu życia nośników może być wykonany kilkoma metodami. Najczęściej stosowaną metodą w praktyce laboratoryjnej jest metoda optyczna opisana przez Valdesa. Jest ona bardzo wygodna ze względu na to, że umożliwia stosowanie próbek o dowolnych kształtach. Obróbce podlega jedynie powierzchnia badana.

Zasada pomiaru jest następująca:

Strumień światła w postaci bardzo wąskiego i długiego pasma (ok. 0,1 mm szerokości) pada na badaną powierzchnię próbki wytwarzając pary elektron-dziura w ilości proporcjonalnej do natężenia światła. Wytworzone w ten sposób ładunki dyfundują dokoła ulegając stopniowo rekombinacji. Im czas życia jest dłuższy, tym dalej docierają dyfundujące nośniki. Na badanej powierzchni ustawiona jest sonda utworzona przez styk metal-półprzewodnik, np. przez sprężynkę wolframową zaostrzoną elektrolitycznie. Ostrze i badany półprzewodnik (rys. 5.30) tworzą diodę (próbka w pewnej swej części jest przylutowana do metalowej płytki stanowiącej drugą elektrodę diody).



Rys. 5.29. Szkic ilustrujący ustawienie sondy na próbce półprzewodnika



Rys. 5.30. Schemat układu do pomiaru czasu życia nośników:

1 — źródło światła; *2* — układ optyczny skupiający; *3* — tarcza ze szczeliną; *4* — tarcza wirująca ze szczelinami; *5* — silnik elektryczny; *6* — wąski strumień świetlny; *7* — badana próbka półprzewodnika przesuwana względem strumienia świetlnego; *8* — wzmacniacz selektywny

Aparatura jest wykonana w ten sposób, że pasmo świetlne może być przesuwane względem styku diody. Generowane wskutek naświetlenia nośniki mniejszościowe docierają do styku diody i obniżają (w sposób podobny do spotykanego już wcześniej w tranzystorze) napięcie bariery wywołujące wzrost prądu diody. W ten sposób staje się możliwe wyznaczenie zależności gęstości nośników mniejszościowych, np. dziur n_h, od odległości wzajemnej r pasma świetlnego i styku diody.

Zależność teoretyczna wiążąca gęstość nośników n_{hr} w dowolnym punkcie o współrzędnej r z czasem życia nośników τ ma postać:

$$n_{hr} = n_{h0}\, jH_0^{(i)}\left(j\frac{r}{\sqrt{D_h\tau}}\right), \qquad [5.20]$$

gdzie:

n_{hr} i n_{h0} — gęstości nośników mniejszościowych mierzone odpowiednio w odległości r i zero od pasma świetlnego;

$H_0^{(i)}$— funkcja Hankela rzędu zerowego;

D_h — stała dyfuzji nośników mniejszościowych.

Korzystając z zależności [5.20] można wyznaczyć czas życia τ. W celu polepszenia czułości układu (poprawienia stosunku sygnału do szumu) styk diody jest formowany w kierunku przewodzenia prądem 0,75÷1,25 A. Wskutek tego charakterystyka upodabnia się do charakterystyki diody warstwowej i szumy styku maleją. Strumień świetlny jest modulowany akustycznie przez wirującą szczelinę (rys. 5.30) z częstotliwością około 1000 Hz. Umożliwia to zastosowanie wzmacniacza selektywnego, co poprawia stosunek sygnału do szumu.

Aby wyniki pomiaru były obciążone dostatecznie małym błędem, szerokość pasma świetlnego powinna być przynajmniej pięć razy mniejsza od minimalnej odległości sondy i napięcie na diodzie powinno być możliwie małe. Przy dużych bowiem napięciach na diodzie pole elektryczne powstające wewnątrz próbki wpływa na ruch nośników, wskutek czego równanie [5.20] przestaje być słuszne. Powierzchnia badanej próbki powinna być polerowana i starannie trawiona, aby obniżyć intensywność powierzchniowej rekombinacji. Metoda ta nadaje się tylko do pomiaru czasów życia τ większych niż 3 µsek.

LITERATURA

1. *R. Bailey:* A Versatile Transistor Tester. Electronic Engineering, February, 1955.
2. *A. D. Bentley, S. K. Ghandi, V. P. Mathis:* Simplified Transistor Test Equipment. Tele-Tech, September, 1955.
3. *A. R. Boothroyd, J. Almond:* A Bridge for Measuring the a.c. Parameters of Junction Transistors. PIEE, September, 1954.
4. *A. R. Boothroyd, S. K. Datta:* A Bridge for Measuring the a.c. Parameters of Point-Contact Transistors. PIEE, September, 1954.
5. *J. Budinsky:* Charakteristické veličiny transistorů. Slaboproudy Obzor, 16, 1955.
6. *E. H. Cooke-Yarborough, C. D. Florida, J. H. Stephen:* The Measurement of the Small-Signal Characteristics of Transistors, PIEE, September, 1956.

7. *G. B. B. Chaplin:* Display of Transistor Characteristics on the Cathode-ray Oscillograph. Journal of Scientific Instruments, May, 1952.
8. *J. Ewells:* The Measurement of Transistor Characteristics. Electronic Engineering, July, 1954.
9. *A. Filipow:* Ispitatiel połuprowodnikowych triodow. Radio, nr 2, 1956.
10. *L. J. Giacoletto:* Transistor Characteristics at Low and Medium Frequencies. Tele-Tech, March, 1953.
11. *L. J. Giacoletto:* Bridges Measure Transistor Parameters. Electronics, November, 1953.
12. *L. J. Giacoletto:* Equipments for Measuring Junction Transistor Admittance Parameters for a Wide Range Frequencies. RCA Review, June, 1953.
13. *N. Golden, R. Nielsen:* Osciloscopic Display of Transistor Static Electrical Characteristics. PIRE, November, 1952.
14. *C. H. Gruner:* Einfacher Treppengenerator für Transistormessungen. Radio und Fernsehen, nr 5, 1956.
15. *R. A. Hilbourne:* The Measurement and Display of the Current Gain (α) of a Transistor as a Function of Emitter Current. Journal of Scientific Instruments, March, 1955.
16. *R. S. Hill:* A Point-contact Transistor Test Set. Electrical Engineering, January, 1955.
17. *H. E. Hollmann:* Transistortheorie und Transistorschaltungen. Archiv für Elektrische Übertragung, nr 7, 1953.
18. *L. P. Hutner, R. E. Brown:* Production Tester for Transistors. Electronics, October, 1950.
19. *P. J. W. Jochems, F. H. Stieltjes:* Apparatus for Testing Transistors. Philips Techn. Rev., vol. 13, nr 9, 1948.
20. *G. Knight, R. A. Johnson, R. B. Holt:* Measurement of the Small Signal Parameters of Transistors. PIRE, August, 1953.
21. *K. Lehovec:* Testing Transistors. Electronics, June, 1949.
22. *H. Lennartz:* Kennlinienschreiber für Transistoren. Funk und Ton, nr 1, 1954.
23. *T. Lipowiecki:* Oscyloskopowe metody zdejmowania rodziny charakterystyk statycznych tranzystora. Przegląd Telekomunikacyjny, Lipiec 1954.
24. *W. Philbrook:* Obtaining Transistor Characteristic Curves. Radio and Telev. News, September, 1953.
25. *S. Siekierski, E. Stolarski:* Przyrząd do pomiaru parametrów tranzystora punktowego. Przegląd Telekomunikacyjny nr 6, 1955.
26. *E. Stolarski:* Pomiar oporności bazy tranzystorów ostrzowych. Przegląd Telekomunikacyjny nr 2, 1956.
27. *R. F. Shea:* Principles of Transistor Circuit, 1953.
28. *T. P. Sylvan:* An Alpha Plotter for Point-Contact Transistors. Electrical Engineering, December, 1954.
29. *J. Walles:* Die Transistor-Kenngrössen. Nachrichtentechnik. März, 1956.

Rozdział 6

WZMACNIACZE TRANZYSTOROWE

6.1. WZMACNIACZE TRANZYSTOROWE MAŁEJ CZĘSTOTLIWOŚCI

Przeprowadzone w rozdziale drugim rozważania dotyczyły prostego układu wzmacniającego z jednym tranzystorem. W warunkach rzeczywistych mamy jednak do czynienia ze złożonymi układami wzmacniającymi o wielu tranzystorach, tzw. układami kaskadowymi.

Wzmacniacze tranzystorowe podobnie jak wzmacniacze lampowe dzielą się na wzmacniacze oporowe, transformatorowe, prądu stałego małej i dużej mocy.

Charakterystycznymi parametrami wymienionych typów wzmacniaczy są: wzmocnienie prądowe k_i, wzmocnienie napięciowe k_u i wzmocnienie mocy k_p. Rodzaj zastosowania układu kaskadowego decyduje o tym, który z tych parametrów jest w danym wypadku istotny. Najczęściej poszukuje się całkowitego wzmocnienia mocy $k_{p\ cał}$ wzmacniacza.

Rozważania niniejsze ograniczymy wyłącznie do przypadku zastosowań tranzystorów warstwowych ze względu na to, że jedynie ten typ tranzystorów zapewnia całkowitą stabilność układów tranzystorowych. Ponadto wzmocnienie mocy, które się uzyskuje za pomocą tranzystorów warstwowych, jest przynajmniej o 10÷15 dB większe od wzmocnienia uzyskanego za pomocą tranzystorów ostrzowych.

Przejdziemy teraz do omówienia wzmacniaczy małej częstotliwości i małej mocy.

6.1.1. Wzmacniacze tranzystorowe małej mocy

Wzmocnienie mocy wzmacniacza złożonego z n stopni tranzystorowych określone jest wzorem:

$$k_{p\ cał} = k_{p1}\, k_{p2} \cdot \ldots \cdot k_{pn}\,, \qquad [6.1]$$

gdzie: k_{pi} — wzmocnienie mocy stopnia i-tego;

$k_{p\ cał}$ — całkowite wzmocnienie mocy wzmacniacza.

Uwzględniając, że wzmocnienie mocy dowolnego stopnia, np. i-tego, wynosi:

$$k_{pi} = k_{ii}^2 \frac{R_{obc\,i}}{r_{we\,i}}, \qquad [6.2]$$

zależność [6.1] można zapisać w następującej postaci:

$$k_{p\,cał} = k_{i1}^2 \frac{R_{obc1}}{r_{we1}} k_{i2}^2 \frac{R_{obc2}}{r_{we2}} \dots k_{in}^2 \frac{R_{obc\,n}}{r_{we\,n}}, \qquad [6.3]$$

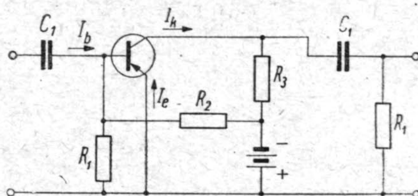
gdzie: k_{ii} — wzmocnienie prądowe stopnia i-tego;
R_{obci} — oporność obciążenia stopnia i-tego;
r_{wei} — oporność wejściowa stopnia i-tego.

Zależność [6.3] wskazuje, że jeśli znane są wzmocnienia prądowe poszczególnych stopni oraz ich oporności wejściowe i wyjściowe, to możliwe jest obliczenie całkowitego wzmocnienia wzmacniacza.

W dalszym ciągu rozpatrzymy, jak wpływa sposób połączenia poszczególnych obwodów na wartość całkowitego wzmocnienia wzmacniaczy tranzystorowych różnych typów.

6.1.1.1. *Tranzystorowe wzmacniacze oporowe*

We wzmacniaczu oporowym sprzężenie między poszczególnymi stopniami odbywa się za pomocą obwodów *RC*, np. oporności R_1 i pojemności C_1, pokazanych na rysunku 6.1. Dzielnik oporowy R_1R_2 zapewnia odpowiednią polaryzację emitera względem ba-



Rys. 6.1. Pojedynczy stopień wzmacniacza oporowego

zy. Oporność R_3 umożliwia polaryzację kolektora względem bazy i jednocześnie ogranicza, przy odpowiednim doborze jej wartości, upływ składowej zmiennej prądu sterującego następny tranzystor.

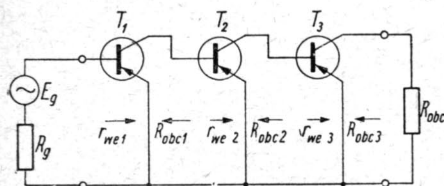
Wzmocnienie mocy wzmacniacza tranzystorowego w układzie kaskadowym (rys. 6.2) określa wzór [6.3]. Uwzględniając, że w tego rodzaju układzie spełniony jest warunek:

$$R_{obc\,1} = r_{we2}\,, \; R_{obc2} = r_{we3}\,, \; \dots, \; R_{obc\,(n-1)} = r_{we\,n} \qquad [6.4]$$

wyrażenie [6.3] przybierze postać:

$$k_{p\,cał} = \frac{1}{r_{we1}} k_{i1}^2 k_{i2}^2 \ldots k_{in}^2 R_{obc\,n}. \qquad [6.5]$$

Jak z tego wynika, o wzmocnieniu mocy wzmacniacza decyduje przede wszystkim wzmocnienie prądowe poszczególnych stopni, wartość oporności wejściowej pierwszego stopnia i oporności obciążenia stopnia ostatniego. Ponieważ tranzystory jedynie w połączeniach WE i WK zapewniają duże wartości wzmocnienia prądowego k_i, dlatego też tylko te rodzaje połączeń mogą być brane pod uwagę. Wzmocnienie prądowe połączenia WB jest bowiem prawie równe współczynnikowi α, a więc jest mniejsze od jedności. W warunkach rzeczywistych stosuje się wyłącznie połączenie WE, gdyż połączenie WK, którego oporność wejściowa jest większa niż oporność wejściowa połączenia WE (rys. 2.15), ma w układzie kaskadowym prawie takie samo wzmocnienie prądowe jak przy połączeniu WE (rys. 2.16) — różnica nie przekracza 2÷5%.



Rys. 6.2. Kaskadowy wzmacniacz oporowy

Właściwą ocenę pracy wzmacniacza daje analiza wyrażenia [6.5] po uwzględnieniu warunków dopasowania pierwszego stopnia wzmocnienia do źródła sterującego. Wzmocnienie k_{pd} wynosi wtedy:

$$k_{pd} = \frac{i_n^2 R_{obc\,n}}{\frac{E_g^2}{4 R_g}} = \frac{4 R_g}{(R_g + r_{we1})^2} k_{i1}^2 k_{i2}^2 \ldots k_{in}^2 R_{obc\,n}. \qquad [6.6]$$

Rozpatrzymy teraz przebieg czynnika $\frac{4 R_g}{(R_g + r_{we1})^2} k_{i1}^2 = A$ zależnie od oporności R_g oraz przebieg czynnika $k_{in}^2 R_{obc\,n} = B$ zależnie od wartości $R_{obc\,n}$.

Czynnik A w przypadku połączenia WB ma wartość:

$$A \approx \frac{\alpha^2 R_g}{[R_g + r_e + r_b(1-\alpha)]^2}, \qquad [6.7]$$

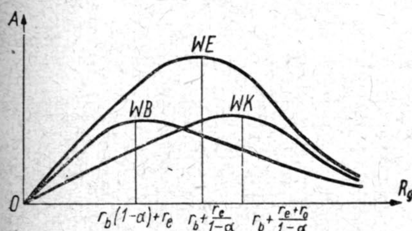
w połączeniu WE wynosi on:

$$A \approx \frac{\alpha^2 R_g}{[r_e + (1-\alpha)(R_g + r_b)]^2}, \qquad [6.8]$$

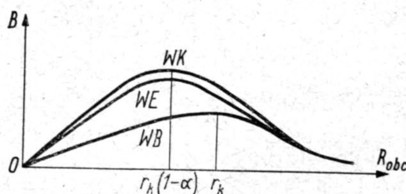
zaś w połączeniu WK jest równy:

$$A \approx \frac{R_g}{[r_e + R_{obc} + (R_g + r_b)(1-\alpha)]^2}. \qquad [6.9]$$

Wykres zmienności A dla połączeń WB, WE i WK w zależności od oporności generatora R_g przedstawiono na rysunku 6.3. Z wykresu wynika, że czynnik ten osiąga maksymalną wartość przy połączeniu WE.



Rys. 6.3. Zależność czynnika A od oporności generatora R_g dla połączeń WB, WE i WK



Rys. 6.4. Zależność czynnika B od oporności obciążenia R_{obc} dla połączeń WB, WE i WK

Czynnik B dla połączenia WB ma wartość:

$$B = \frac{\alpha^2 r_k^2 R_{obc}}{(R_{obc} + r_k)^2}, \qquad [6.10]$$

dla połączenia WE wynosi:

$$B = \frac{\alpha^2 r_k^2 R_{obc}}{[r_k(1-\alpha) + R_{obc}]^2}, \qquad [6.11]$$

zaś dla połączenia WK jest równy:

$$B = \frac{r_k^2 R_{obc}}{[r_k(1-\alpha) + R_{obc}]^2}. \qquad [6.12]$$

Wykresy powyższych zależności przedstawiono na rysunku 6.4. Z analizy przebiegu czynników A i B oraz współczynnika wzmocnienia prądowego k_i wynika, że największe wzmocnienie uzyskuje się w połączeniu WE, które z tego względu jest najczęściej stosowane.

Całkowite maksymalne (przy obustronnym dopasowaniu) wzmocnienie mocy układu kaskadowego złożonego z tego rodzaju

pojedynczych stopni wzmocnienia wynosi więc:

$$k_{p\,max} = \frac{\alpha_1^2}{(1-\alpha_1)[r_e + r_b(1-\alpha_1)]}\left(\frac{\alpha_2}{1-\alpha_2}\right)^2 \cdots \qquad [6.13]$$

$$\cdots\left(\frac{\alpha_{n-1}}{1-\alpha_{n-1}}\right)^2 \frac{\alpha_n^2 r_k}{4(1-\alpha_n)}.$$

Ze względu na to, że kaskadowe układy tranzystorowe w pewnych przypadkach współpracują ze źródłem wzbudzającym i obciążeniem o bardzo dużej lub bardzo małej oporności, pożądane jest częstokroć stosowanie układów kaskadowych złożonych ze stopni wejściowego i wyjściowego o połączeniu ułatwiającym prawidłowe dopasowanie.

W tablicy 6.1 zestawiono charakterystyczne wartości oporności wejściowej r_{we}, oporności wyjściowej r_{wy} i wzmocnienia mocy k_p dla dwustopniowego wzmacniacza o sprzężeniu *RC* między stopniami i częściej spotykanych sposobach połączenia tranzystorów.

Doświadczenia przeprowadzone z kaskadowymi układami tranzystorowymi wykazują, że największe wzmocnienie uzyskuje się w kaskadowym układzie o połączeniu *WE—WE*, a następnie *WB—WE*, zaś najlepszą stałość wzmocnienia przy wymianie tranzystorów wykazują układy z połączeniami *WE—WE* i *WK—WE*.

Obliczanie stopnia tranzystorowego wzmacniacza oporowego polega na wyznaczeniu wartości oporności R_1, R_2 i R_3 (rys. 6.1) w ten sposób, aby z jednej strony zapewnić sterowanie prądowe następnego stopnia wzmocnienia wystarczająco dużą częścią składowej zmiennej prądu kolektora I_{k1} pierwszego stopnia, z drugiej zaś strony ustabilizować punkt pracy emitera uniezależniając go od zmian temperatury.

Ponieważ część prądu kolektora I_{k1} pierwszego stopnia jest tracona na opornościach R_1 i R_3, więc zadowalającą pracę następnego stopnia wzmocnienia będziemy mieli przy zachowaniu warunku: $I_{b2} = 0{,}8\,I_{k1}$; na tej podstawie otrzymamy:

$$I_{R3} + I_{R1} = 0{,}2\,I_{k1}\,.$$

W przypadku połączenia *WE* oporność wejściowa r_{we} wynosi około 800 Ω, więc uwzględniając stosunek

$$\frac{I_{b2}}{I_{R3}+I_{R1}} = \frac{0{,}8\,I_{k1}}{0{,}2\,I_{k1}} = 4$$

oraz pamiętając, że oporności R_3 i R_1 tworzą równoległe połączenie, otrzymamy:

$$\frac{R_3 R_1}{R_3 + R_1} = 4\cdot r_{we} = 4\cdot 800 = 3200\,\Omega\,.$$

Tablica 6.1

Zestawienie charakterystycznych parametrów układów kaskadowych

Rodzaj połączenia	Wzór na wzmocnienie mocy k_p	Oporność r_{we} [Ω]	Oporność r_{wy} [kΩ]	Wmocnienie układu przy $\alpha \approx 0{,}98$ [dB]
WE-WE	$\dfrac{\alpha^4 R_{obc} R_g}{[r_e + (1-\alpha)(R_g + r_b)]^2 \left(1 - \alpha + \dfrac{R_{obc}}{r_k}\right)^2}$	1000	30	67
WE-WK	$\dfrac{\alpha^2 R_{obc} R_g}{[r_e + (1-\alpha)(R_g + r_b)]^2 \left(1 - \alpha + \dfrac{R_{obc}}{r_k}\right)^2}$	800	0,8	51
WK-WE	$\dfrac{\alpha^2 R_{obc} R_g}{[r_e + R_{obc} + (R_g + r_b)(1-\alpha)]^2 \left(1 - \alpha + \dfrac{R_{obc}}{r_k}\right)^2}$	10000	50	50
WB-WE	$\dfrac{\alpha^4 R_{obc} R_g}{[R_g + r_e + r_b(1-\alpha)]^2 \left(1 - \alpha + \dfrac{R_{obc}}{r_k}\right)^2}$	50	30	52

Zakładając, że $R_3 = R_1$ otrzymujemy dla R_3 i R_1 wartości po 6400 Ω.

Tak duża wartość oporności jest do przyjęcia tylko wtedy, gdy prądy płynące przez tranzystor są małe, a więc gdy wzmacnianie następuje przy stosunkowo małym poziomie mocy, nie przekraczającym kilku miliwatów. W przeciwnym wypadku konieczne jest stosowanie dość dużych napięć źródła zasilania.

Jeśli dla przykładu przyjąć, że prąd emitera wynosi $I_e = 1$ mA, to przy współczynniku $\alpha = 0,95$ prąd kolektora I_k wyniesie 0,95 mA, a prąd bazy będący sumą prądu I_{k0} (płynącego przy $I_e = 0$) i prądu $I_e - I_k = I_e(1 - \alpha)$ będzie w przybliżeniu równy 0,05 mA (gdyż I_{k0} przy $U_k = 4,5 \div 6$ V wynosi zwykle najwyżej kilkanaście mikroamperów). Napięcie zasilania U_{k0} w tych warunkach przy $U_k = 6$ V wynosi:

$$U_{k0} = U_k + I_k R_3 = 6 + 0,95 \cdot 10^{-3} \cdot 6,4 \cdot 10^3 \approx 12,0 \text{ V}.$$

Wynika stąd, że przy większych wartościach prądu kolektora należy w celu uniknięcia konieczności stosowania zbyt dużych napięć zasilających zmniejszać wartość oporności R_3 powiększając jednocześnie oporność R_1. Jednakże zbyt duże wartości oporności R_1 wywołują zmianę punktu pracy przy zmianach prądu I_{k0} i I_e (np. wskutek wzrostu temperatury).

Ten wpływ zmian prądów I_{k0} i I_e na punkt pracy tranzystora zmniejsza się za pomocą dzielnika oporowego R_1, R_2 ustalającego napięcie między emiterem i bazą wymagane dla uzyskania prądu emitera o wartości 1 mA.

Wartość oporności R_1 musi być tak dobrana przy danym napięciu zasilania, aby napięcie U_{eb} było przede wszystkim uzależnione od prądu płynącego przez dzielnik R_1, R_2. W tym przypadku oporność $R_1 = 6400$ Ω jest zbyt duża, gdyż przy prądzie $I_b = 50$ μA napięcie U_{eb} osiąga wartość 0,32 V, podczas gdy wymagana wartość tego napięcia wynosi około 0,1 V.

Zadowalające rezultaty można by uzyskać stosując oporność R_1 o wartości najwyżej 1000 Ω, jednak w tym wypadku otrzymamy dużą stratę mocy. Aby tej straty mocy uniknąć, włącza się szeregowo z emiterem oporność R_4, bocznikowaną dla prądów zmiennych pojemnością C_2 (rys. 6.5). W ten sposób umożliwia się wybór wartości oporności R_1 w dość szerokich granicach.

Przyjmując np. oporność $R_4 = 1$ kΩ musimy dla zrównoważenia spadku napięcia $\Delta U_{R4} = 1$ V, powstającego na tej oporności przy przepływie prądu emitera $I_e = 1$ mA, przepuścić taki dodatkowy prąd ΔI_{R1} przez oporność R_1, aby całkowity spadek napięcia wyniósł $\Delta U_{R1} = 1,1$ V. Wartość tego prądu obliczamy z zależności:

$$\Delta U_{R1} = (\Delta I_{R1} - I_b + I_{k0}) R_1 = 1,1,$$

skąd

$$\Delta I_{R1} = \frac{\Delta U_{R1}}{R_1} + I_b - I_{k0};$$

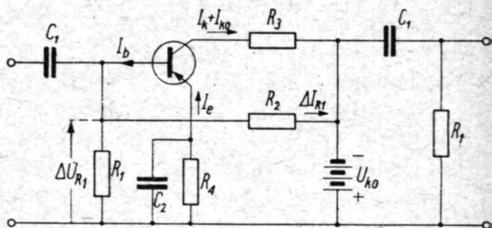
w naszym przypadku, zakładając $R_1 = 8000\ \Omega$ i $I_b - I_{k0} \approx 50\ \mu A$, otrzymamy:

$$\Delta I_{R1} \approx \frac{1{,}1}{8000} - 50 \cdot 10^{-6} \approx 90 \mu A.$$

Opcrność R_2 możemy z kolei obliczyć przyjmując $U_{k0} = 12$ V:

$$R_2 = \frac{U_{k0} - \Delta U_{R1}}{\Delta I_{R1}} = \frac{12 - 1{,}1}{90 \cdot 10^{-6}} \approx 120\ k\Omega.$$

Łatwo zauważyć, że przy współmiernych wartościach prądu dodatkowego ΔI_{R1} i prądu I_{k0} wzrost prądu I_{k0} wywołuje zmniejszanie się prądu ΔI_{R1}, co ułatwia uzyskanie przynajmniej częściowej stabilizacji punktu pracy tranzystora przy zmianach temperatury.



Rys. 6.5. Pojedynczy stopień wzmacniacza oporowego o stabilizowanym punkcie pracy

Dla omawianego sposobu połączenia można wyznaczyć takie wartości oporności R_1, R_2 i R_4, przy których dla zadanych wartości oporności R_3 i napięcia U_{k0} otrzymuje się określony stosunek przyrostu prądu kolektora ΔI_k do przyrostu prądu zerowego ΔI_{k0}.

Dla układu przedstawionego na rysunku 6.5 możemy więc napisać następującą zależność:

$$I_k = \frac{I_{k0}\left(1 + \frac{R_4}{R_1} + \frac{R_4}{R_2}\right) + \alpha U_{k0} \frac{1}{R_2}}{1 - \alpha + \frac{R_4}{R_1} + \frac{R_4}{R_2}}, \qquad [6.14]$$

skąd przez różniczkowanie znajdujemy wartość stosunku:

$$\frac{\Delta I_k}{\Delta I_{k0}} = S = \frac{1 + \frac{R_4}{R_1} + \frac{R_4}{R_2}}{1 - \alpha + \frac{R_4}{R_1} + \frac{R_4}{R_2}}. \qquad [6.15]$$

Wartości oporności R_4, R_2 i R_1 wyznacza się z następujących związków:

$$R_4 = \frac{a(U_{k0} - R_3 I_k - U_k)}{I_k - I_{k0}}, \qquad [6.16]$$

$$R_2 = \frac{U_{k0}(S-1)}{I_k - S I_{k0}} \qquad [6.17]$$

$$R_1 = \frac{R_4 R_2 (S-1)}{R_2 S a - (S-1)(R_4 + R_2)}. \qquad [6.18]$$

W obliczeniach przyjmuje się zwykle dla S wartości zawarte między dwa i trzy. Całkowita moc tracona w układzie wynosi:

$$P = U_{k0}\left[\frac{I_k}{a}\left(1 + \frac{R_4}{R_1}\right) + I_{k0}\left(\frac{R_4}{aR_2} - \frac{S}{S-1}\right)\right]. \qquad [6.19]$$

Najbardziej korzystne dla zapewnienia dobrej stabilności układu jest stosowanie tranzystorów o możliwie małej wartości I_{k0} i dobranie takiego dzielnika oporowego R_1R_2, który zapewniałby dużą stałość potencjału bazy niezależnie od zmian prądu I_{k0} i prądu emitera I_e, wywołanych zmianami temperatury. Warunek ten może być jednak spełniony tylko przy zwiększonym poborze mocy ze źródła zasilania, a więc obniżonej sprawności energetycznej.

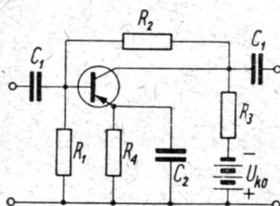
Bardzo dobrą stabilizację uzyskuje się w układzie przedstawionym na rysunku 6.6. Układ ten zapewnia taką samą stabilizację jak układ poprzedni, jednak przy większej sprawności energetycznej. Ma on oprócz tego tę zaletę, że kompensuje również wpływ zmian napięcia zasilania.

Na zakończenie należy wspomnieć o sposobie doboru pojemności sprzęgającej C_1. Wartość tej pojemności należy tak dobierać, aby wypadkowa impedancja gałęzi złożonej z tej pojemności i oporności wejściowej następnego stopnia umożliwiła przepływ przynajmniej 80% całkowitego prądu sterującego dostarczanego przez stopień poprzedzający.

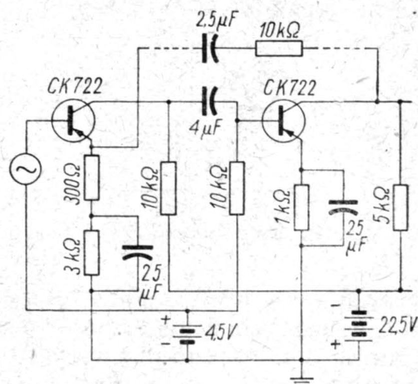
Typowy stopień wzmacniacza tranzystorowego w układzie *RC* przedstawiono na rysunku 6.6, zaś układ kaskadowy złożony z dwóch stopni wzmocnienia w połączeniu *WE* podano na rysunku 6.7. Charakterystykę wzmocnienia mocy tego układu przedstawiono na rysunku 6.8 (krzywa *1*).

W układach tego rodzaju można stosować ujemne sprzężenie zwrotne, które w pojedynczych stopniach uzyskuje się za pomocą

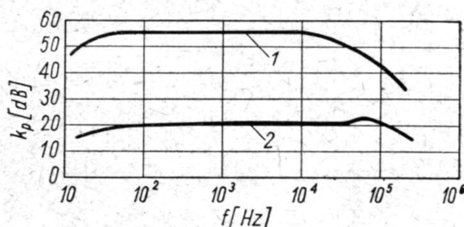
oporności R_4 po usunięciu kondensatora C_2 (rys. 6.5). W układach kaskadowych może ono być wykonane między dwoma stopniami w sposób przedstawiony na rysunku 6.7 linią przerywaną. Powoduje to przy równoczesnym obniżeniu poziomu wzmocnienia po-



Rys. 6.6. Inny przykład stabilizowanego stopnia wzmacniacza oporowego



Rys. 6.7. Schemat dwustopniowego tranzystorowego wzmacniacza oporowego



Rys. 6.8. Charakterystyka wzmocnienia wzmacniacza oporowego:

1 — bez ujemnego sprzężenia zwrotnego; *2* — z ujemnym sprzężeniem zwrotnym

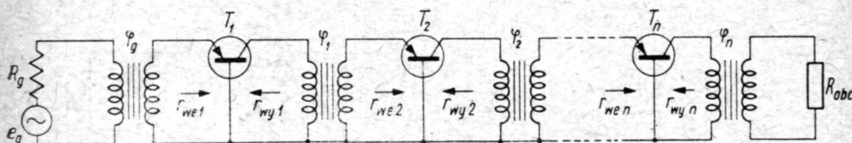
szerzenie przenoszonego pasma (krzywa *2* na rys. 6.8). Dodanie oporności R_4 w obwodzie emitera zwiększa oporność wejściową zgodnie z przybliżoną zależnością:

$$r_{we} \approx r_b + \frac{r_e + R_4}{1 - a}, \qquad [6.20]$$

zwiększając równocześnie oporność wyjściową i obniżając wzmocnienie mocy k_p.

6.1.1.2. *Tranzystorowe wzmacniacze transformatorowe*

We wzmacniaczach transformatorowych małej częstotliwości sprzężenie między poszczególnymi stopniami wykonuje się za pomocą transformatorów (rys. 6.9).



Rys. 6.9. Kaskadowy wzmacniacz transformatorowy

Wyrażenie na wzmocnienie mocy wzmacniacza złożonego z n stopni sprzężonych transformatorowo w układzie przedstawionym na rysunku 6.9, którego pierwszy stopień jest dopasowany do źródła sterującego, ma postać następującą:

$$k_{pd} = \frac{1}{4} k_{i1}^2 \frac{r_{wy1}}{r_{we1}} k_{i2}^2 \frac{r_{wy2}}{r_{we2}} \dots k_{in}^2 \frac{r_{wy\,n}}{r_{we\,n}}. \qquad [6.21]$$

Jeżeli przekładnie poszczególnych transformatorów dobierzemy w ten sposób, aby warunek dopasowania był spełniony, czyli aby:

$$\varphi_i^2 = \frac{r_{wy\,i}}{r_{we\,(i+1)}}, \qquad [6.22]$$

a ponadto

$$\varphi_n^2 = \frac{r_{wy\,n}}{R_{obc}} \qquad \text{oraz} \qquad \varphi_g^2 = \frac{R_g}{r_{we1}},$$

to wzór [6.21] będzie można napisać w następującej postaci:

$$k_{pd} = \frac{1}{4} \frac{R_{obc}}{R_g} k_{i1}^2 \varphi_1^2 k_{i2}^2 \varphi_2^2 \dots k_{in}^2 \varphi_n^2, \qquad [6.23]$$

przy czym wartość wzmocnienia prądowego k_{ii} oblicza się dla obciążenia wynikającego z warunku dopasowania.

Dla połączenia *WB* wartość k_i wynosi:

$$k_i = \frac{a}{1 + \sqrt{1 - \frac{a}{1 + \frac{r_e}{r_b}}}} \approx \frac{a}{1 + \sqrt{1 - a}}. \qquad [6.24]$$

Przy n identycznych stopniach układu kaskadowego całkowite wzmocnienie mocy wynosi:

$$k_{pd} = \frac{1}{4} \frac{R_{obc}}{R_g} \varphi_g^2 \varphi_n^2 k_i^{2n} \varphi^{2(n-1)} = \frac{1}{4} \frac{R_{obc}}{R_g} \varphi_g^2 \varphi_n^2 \varphi^{2(n-1)} \left(\frac{a}{1+\sqrt{1-a}} \right)^{2n}. \qquad [6.25]$$

Uwzględniając zależność:

$$\varphi^2{}_{opt} = \frac{r_{wy\,opt}}{r_{we\,opt}} = \frac{r_k}{r_e + r_b} \qquad [6.26]$$

otrzymujemy ostatecznie:

$$k_{pd} = \frac{1}{4} \frac{R_{obc}}{R_g} \varphi_g^2 \varphi_n^2 \left(\frac{r_k}{r_e + r_b} \right)^{2(n-1)} \left(\frac{a}{1+\sqrt{1-a}} \right)^{2n}. \qquad [6.27]$$

W przypadku połączenia *WE* wartość k_i wynosi:

$$k_i = \frac{a}{1-a} \frac{1}{1+\sqrt{1+\frac{r_e}{(1-a)(r_e+r_b)}}}. \qquad [6.28]$$

Uwzględniając zależność określającą optymalną wartość przekładni:

$$\varphi_{opt}^2 = \frac{r_k(1-a)}{r_e + r_b} \qquad [6.29]$$

otrzymujemy na k_{pd} następujące wyrażenie:

$$k_{pd} = \frac{1}{4} \frac{R_{obc}}{R_g} \varphi_g^2 \varphi_n^2 \left(\frac{a}{1-a} \right)^{2n} \left(\frac{1}{1+\sqrt{1+\frac{r_e}{(1-a)(r_e+r_b)}}} \right)^{2n} \cdot \left(\frac{r_k(1-a)}{r_e+r_b} \right)^{2(n-1)} \qquad [6.30]$$

W połączeniu *WK* wzmocnienie prądowe w warunkach dopasowania wynosi:

$$k_i = \frac{1}{(1-a)\left(1+\sqrt{\frac{r_b}{r_k} + \frac{r_e}{r_k} \cdot \frac{1}{1-a}}\right)} \approx \frac{1}{1-a}. \qquad [6.31]$$

Przekładnia φ równa jest wyrażeniu $\sqrt{1-\alpha}$. Podstawiając powyższe zależności w równanie [6.23] otrzymujemy:

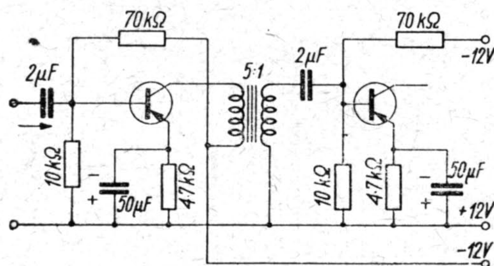
$$k_{pd} = \frac{1}{4}\frac{R_{obc}}{R_g}\varphi_g^2\varphi_n^2(1-\alpha)^{n-1}\left(\frac{1}{1-\alpha}\right)^{2n} = \frac{1}{4}\frac{R_{obc}}{R_g}\varphi_g^2\varphi_n^2\left(\frac{1}{1-\alpha}\right)^{n+1}. \qquad [6.32]$$

Porównując ze sobą wyrażenia [6.27], [6.30] i [6.32] dochodzimy do wniosku, że największe wzmocnienie mocy uzyskuje się w połączeniu *WE*, a najmniejsze w połączeniu *WK*. Otrzymywane w praktyce wzmocnienia mocy na stopień wynoszą: w połączeniu *WE* około 40 dB, w połączeniu *WB* około 34÷36 dB, a w połączeniu *WK* około 16 dB.

Tranzystorowe układy wzmacniające o sprzężeniu transformatorowym dają na ogół większe wzmocnienie mocy niż układy o sprzężeniu *RC*. Różnica ta maleje bardzo szybko przy wzroście wartości współczynnika α. Na przykład przy $\alpha = 0,99$ wzmocnienie mocy w układzie *RC* dochodzi do 40 dB.

Zaletą układów transformatorowych jest na ogół dużo większa szerokość pasma przenoszenia szczególnie w połączeniu *WE*.

Połączenie *WB* umożliwia znaczną szerokość pasma, niewiele różniącą się od częstotliwości granicznej $f_{g\alpha}$, jednak przy odpowiednim doborze tranzystorów o możliwie małej oporności bazy r_b i przy wyborze przekładni transformatora mniejszej od optymalnej, co zwiększa oporność wnoszoną przez następny tranzystor do obwodu wyjściowego poprzedniego stopnia.



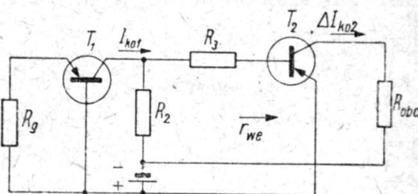
Rys. 6.10. Przykład wzmacniacza transformatorowego

W układach transformatorowych stosuje się zazwyczaj zasilanie równoległe ze względu na stosowanie rdzeni transformatorowych wykonanych z permaloju. Przy projektowaniu transformatorów dla układów tranzystorowych należy starać się osiągnąć możliwie

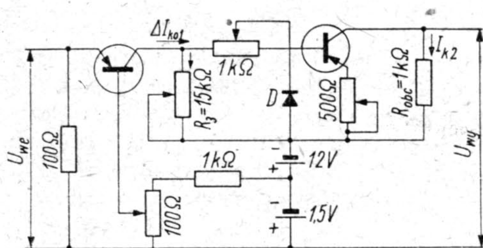
duże wartości współczynnika sprzężenia uzwojeń, ponieważ duża wartość indukcyjności rozproszenia uzwojenia wtórnego jest niepożądana ze względu na małą oporność wejściową układów tranzystorowych. Jest to szczególnie ważne w połączeniach *WB*, których oporności wejściowe mogą wynosić zaledwie kilkanaście omów. Przykład wzmacniacza tranzystorowego o sprzężeniu transformatorowym przedstawiono na rysunku 6.10.

6.1.1.3. Tranzystorowe wzmacniacze prądu stałego

Wzmacniacze tranzystorowe prądu stałego stosuje się bardzo rzadko ze względu na konieczność stosowania kompensacji wpływu zmian temperatury lub napięć zasilających. Zmiany temperatury wywołują bowiem zmianę prądów I_{k0} i I_e, co pociąga za sobą zmianę punktu pracy następnego tranzystora. Przy liczbie stopni większej niż dwa wywołuje to bardzo duże zmiany punktu pracy ostatnich stopni, których użyteczne wzmocnienie może wskutek tego bardzo zmaleć lub nawet stać się równe zeru (wskutek nasycenia). W układach tego rodzaju kompensację wpływu temperatury osiąga się bądź to przez odpowiednie łączenie stopni w stabilizowane pary (rys. 6.11), bądź też przez zastosowanie odpowiednio dobranych elementów nieliniowych (rys. 6.12).



Rys. 6.11. Dwustopniowy wzmacniacz stabilizowany cieplnie



Rys. 6.12. Dwustopniowy wzmacniacz stabilizowany cieplnie za pomocą diody warstwowej

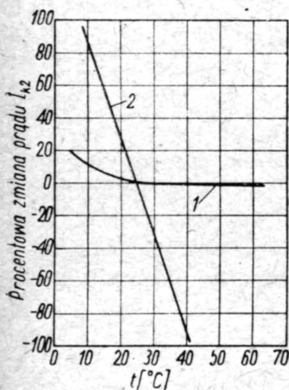
Rozpatrzymy przykład takiej pary przedstawiony na rysunku 6.11. Kompensacja wpływu temperatury odbywa się tu przez zrównoważenie przyrostu prądu ΔI_{k02} tranzystora T_2 przez przy-

rost prądu ΔI_{k01} tranzystora T_1. Wprowadzając współczynnik stabilizacji S_1 i współczynnik wzmocnienia prądowego drugiego stopnia k_{i2} otrzymuje się warunek kompensacji w postaci:

$$\Delta I_{ko2} \approx \Delta I_{ko1} S_1 \frac{R_2}{R_3 + r_{we} + R_2},$$

gdzie r_{we} jest opornością wejściową tranzystora T_2 określoną dla prądu stałego.

Ta metoda kompensacji jest skuteczna jedynie przy odpowiednim doborze tranzystorów. Z tego względu w układzie stabilizowanym cieplnie stosuje się raczej oporniki nieliniowe o odpowiednio dobranej charakterystyce. Dioda D (rys. 6.12) ma oporność zależną od temperatury i wobec tego przy zmianach temperatury bocznikuje oporność R_3 zmieniając rozpływ prądu ΔI_{k01} w obu równoległych gałęziach.



Rys. 6.13. Zależność prądu wyjściowego I_{k2} od temperatury dla układu z rysunku 6.12:

1 — z kompensacją; 2 — bez kompensacji

Na rysunku 6.13 przedstawiono zmiany składowej stałej prądu wyjściowego I_{k2}, płynącej w oporności obciążenia R_{obc} w przypadku wzmacniacza skompensowanego i bez kompensacji.

6.1.2. Wzmacniacze tranzystorowe dużej mocy

Wzmacniacze tranzystorowe dużej mocy dzielą się zasadniczo na dwie grupy. Do pierwszej grupy należą pojedyncze stopnie wzmocnienia mocy pracujące w klasie *A*, zaś do drugiej grupy należą wzmacniacze mocy o układzie przeciwsobnym, które mogą pracować bądź w klasie *A*, bądź też w klasie *B*. W obu tych grupach wzmacniaczy mocy można stosować dowolne ze znanych nam rodzajów połączeń *WB, WE* i *WK*. O wyborze rodzaju połączenia decydują szczególne wymagania stawiane układowi odnośnie do wartości wzmocnienia mocy, największej wartości niezniekształconej mocy, mocy sterowania i wreszcie sprawności energetycznej.

6.1.2.1. Ogólne uwagi dotyczące wzmacniaczy mocy

Najważniejszym zagadnieniem we wzmacniaczach mocy jest utrzymanie możliwie małych zniekształceń przy pełnym wysterowaniu wzmacniacza. We wzmacniaczach tranzystorowych istnieją dwa główne źródła zniekształceń: pierwsze wynikające z kształtu charakterystyk $U_e = f(I_e, I_k)$, drugie zaś z kształtu charakterystyk przedstawiających zależność między wyjściowymi — prądem i napięciem, np. $U_k = f(I_k, I_e)$.

Zniekształcenia wynikające z nieliniowości charakterystyk wejściowych można określić przez analizę wpływu prądu emitera na wartość oporności wejściowej tranzystora.

Oporność wejściową r_{we} wzmacniacza tranzystorowego dla prądów zmiennych można znaleźć z zależności:

$$r_{we} = \frac{dU_e}{dI_e}. \qquad [6.33]$$

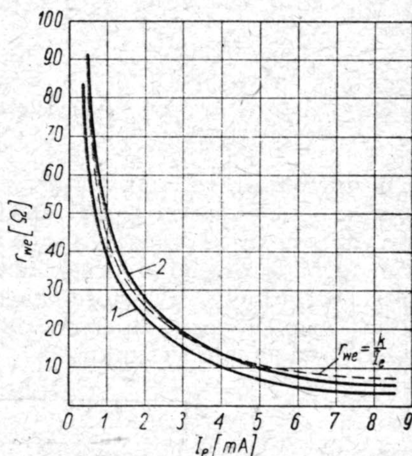
Zależność między U_e i I_e jest określona wzorem:

$$I_e = I_{e0}(e^{cU_e} - 1),$$

wynika więc, że

$$r_{we} = \frac{1}{\frac{dI_e}{dU_e}} = \frac{1}{c\, I_{e0}\, e^{cU_e}} = \frac{k}{I_e} \qquad [6.34]$$

jest odwrotnie proporcjonalne do prądu emitera.



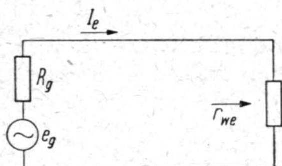
Rys. 6.14. Zależność oporności wejściowej od prądu emitera:
1 — dla $R_{obc} = 0\Omega$;
2 — dla $R_{obc} = 10k\Omega$

Zależność oporności wejściowej r_{we} od prądu emitera I_e dla dwóch wartości oporności obciążenia R_{obc} przedstawiono na rysunku 6.14. Rozpatrując obwód wejściowy jako układ złożony z generatora o oporności R_g i sile elektromotorycznej e_g oraz oporności r_{we} (rys. 6.15) możemy wartość prądu sterującego znaleźć z zależności:

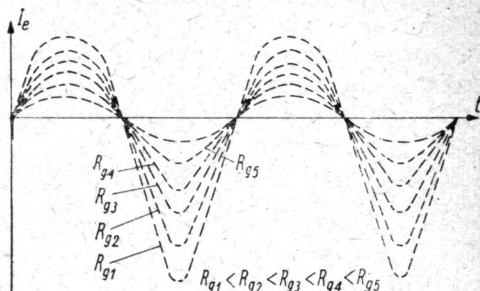
$$I_e = \frac{e_g}{R_g + r_{we}(I_e)}. \qquad [6.35]$$

Z wyrażenia tego wynika, że jeśli źródło sterujące dostarcza napięcia sinusoidalnego, to prąd płynący w obwodzie wejściowym będzie zawierał harmoniczne i to o tym większej amplitudzie,

im większa jest wartość oporności r_{we} w porównaniu z opornością generatora R_g. Przebieg prądu płynącego pod działaniem napięcia sinusoidalnego zależnie od wartości oporności R_g przedstawiono na rysunku 6.16.

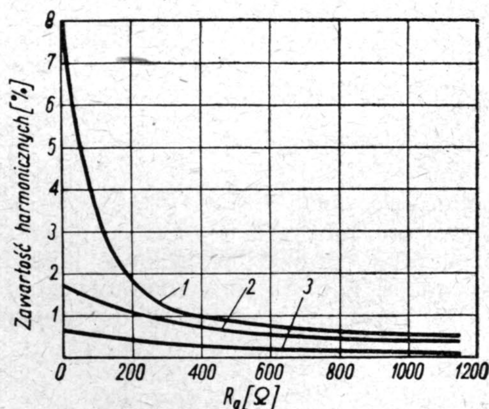


Rys. 6.15. Obwód wejściowy układu tranzystorowego



Rys. 6.16. Przebieg prądu emitera przy różnych wartościach oporności generatora

Wynika stąd, że sterowanie wzmacniaczy mocy należy wykonywać za pomocą stopnia niedopasowanego najlepiej w układzie oporowym (stosując połączenie *WE*), bądź też za pomocą stopnia transformatorowego o przekładni mniejszej niż optymalna. Wykres procentowy zawartości harmonicznych w obwodzie wejściowym wzmacniacza zależnie od oporności wewnętrznej źródła przedstawiono na rysunku 6.17.

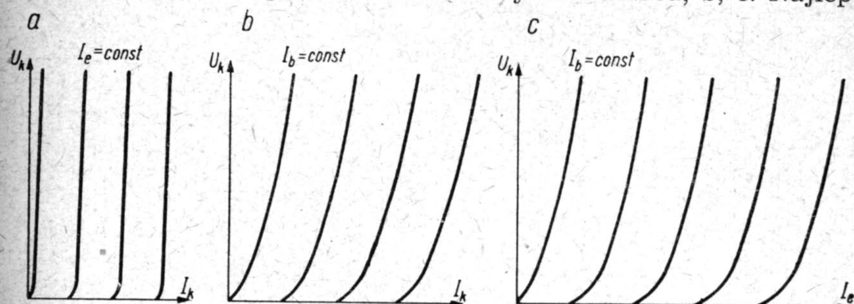


Rys. 6.17. Procentowa zawartość harmonicznych zależnie od oporności wewnętrznej źródła sterującego:

1 — druga harmoniczna; *2* — trzecia harmoniczna; *3* — czwarta harmoniczna

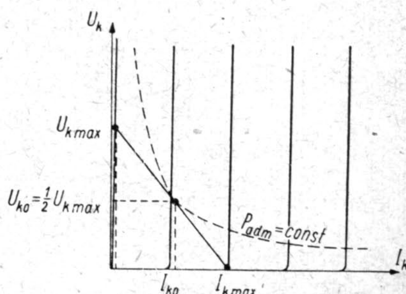
Rozpatrując zniekształcenia wynikające z nieliniowości charakterystyk wyjściowych należy uwzględnić trzy przypadki odpowiadające trzem rodzajom połączeń *WB*, *WE* i *WK*.

Wyjściowe charakterystyki statyczne tranzystora zdjęte dla tych trzech przypadków przedstawiono na rysunku 6.18a, b, c. Najlepsze wykorzystanie napięciowe uzyskuje się w połączeniu *WB*, gdyż charakterystyki tego układu są najbardziej liniowe i gęstość ich jest najbardziej równomierna. W pozostałych dwóch rodzajach połączeń duże zakrzywienia charakterystyk dla małych wartości U_k wywołują znaczne ograniczenie wykorzystania napięciowego, a zatem maksymalna moc użyteczna przy tej samej zawartości harmonicznych jest mniejsza w połączeniach *WE* i *WK* i to tym bardziej, im mniejsza jest wartość dopuszczalnego napięcia kolektora $U_{k\ max}$. Z tych względów należy wybierać tranzystory o możliwie dużym napięciu $U_{k\ max}$, gdyż wtedy różnica między maksymalną mocą użyteczną poszczególnych rodzajów połączeń ulega zmniejszeniu.



Rys. 6.18. Zależność między napięciem a prądem wyjściowym: a — połączenie *WB*; b — połączenie *WE*; c — połączenie *WK*

Należy tu podkreślić jeszcze jedną charakterystyczną własność wzmacniaczy mocy, a mianowicie to, że pracują one przy połączeniach *WB* i *WE* zawsze w warunkach niedopasowania, to jest, ich wartość oporności obciążenia jest zawsze dużo mniejsza od wartości optymalnej. Jest to spowodowane stosunkowo dużymi opornościami kolektora r_k, a przede wszystkim małymi napięciami kolek-



Rys. 6.19. Charakterystyka statyczna wzmacniacza mocy pracującego w klasie *A*

tora. Napięcie zasilające kolektor U_{k0} nie powinno przekraczać wartości $\frac{1}{2} U_{k\,max}$ (rys. 6.19). Wartość $U_{k\,max}$ określa tę szczytową wartość napięcia kolektora, po przekroczeniu której następuje zniszczenie tranzystora wskutek uszkodzenia przejścia kolektor-baza. Dla większości tranzystorów mocy U_{k0} jest mniejsze niż 50 V. Przy mocy admisyjnej 1 W odpowiada to oporności obciążenia:

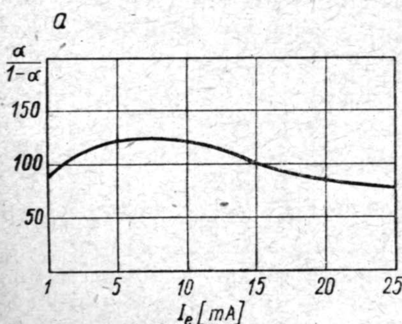
$$R_{obc} = \frac{50}{20} 10^3 = 2{,}5\ \text{k}\Omega.$$

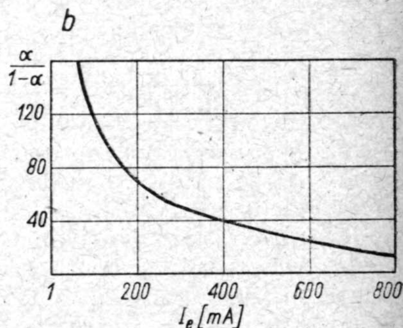
Oporność dopasowania tranzystora o współczynniku $\alpha = 0{,}95$ i oporności $r_k = 100\ \text{k}\Omega$ w połączeniu *WB* wynosi:

$$r_{opt} = r_k \sqrt{1-\alpha} = 100\sqrt{1-0{,}95} \approx 22\ \text{k}\Omega.$$

Wynika stąd, że przy maksymalnej mocy użytecznej, jaką można uzyskać ze wzmacniacza tranzystorowego, wzmocnienie mocy będzie znacznie mniejsze od tego, jakie uzyskuje się w warunkach dopasowania. Na przykład wzmocnienie mocy będzie o 8 dB mniejsze od wzmocnienia optymalnego, czyli wyniesie 16,5 dB. Przy większych jeszcze mocach, np. 10 W, oporność obciążenia w przypadku maksymalnej mocy będzie jeszcze mniejsza (250 Ω), co zmniejszy w dużym stopniu również i wzmocnienie mocy.

Przyczyną poważnych zniekształceń jest zależność wartości współczynnika $b = \frac{\alpha}{1-\alpha}$ od prądu emitera I_e. Ma ona przebieg





Rys. 6.20. Zależność współczynnika $b = \frac{\alpha}{1-\alpha}$ od prądu emitera we wzmacniaczu tranzystorowym na tranzystorze stopowym:
a — małej mocy (50 mW); b — dużej mocy (ok. 2 W)

przedstawiony na rysunku 6.20. Szczególnie szybkie opadanie tego przebiegu obserwuje się we wzmacniaczach tranzystorowych dużej mocy (rys. 6.20b).

Charakterystyczną cechą tranzystorowych wzmacniaczy mocy jest gwałtowny wzrost zniekształceń po przekroczeniu maksymalnej mocy użytecznej. Jest to wynikiem zniekształceń trapezowych powstających wtedy, gdy wartość chwilowa napięcia na kolektorze przekracza wartość U_{k0}.

Biorąc pod uwagę małą wartość obciążenia R_{obc} przy pełnym wysterowaniu wzmacniacza otrzymuje się następujące przybliżone wyrażenia na wzmocnienie mocy w przypadku poszczególnych rodzajów połączeń: dla połączenia *WB:*

$$k_{p(WB)} \approx \frac{a^2 R_{obc}}{r_e + r_b(1-a)}, \qquad [6.36]$$

dla połączenia *WE:*

$$k_{p(WE)} \approx \frac{a^2 R_{obc}}{[r_e + r_b(1-a)](1-a)} = \frac{k_{p(WB)}}{1-a}, \qquad [6.37]$$

dla połączenia *WK:*

$$k_{p(WK)} \approx \frac{R_{obc}}{[R_{obc} + r_e + r_b(1-a)](1-a)} \approx \frac{1}{1-a}. \qquad [6.38]$$

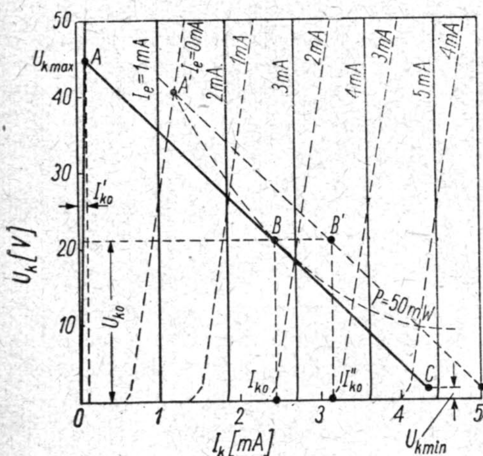
Z powyższych wzorów wynika, że połączenia *WE* i *WK* dają dużo większe wzmocnienie mocy przy tej samej wartości oporności obciążenia niż połączenie *WB*, co jest szczególnie ważne w przypadku małej mocy źródła sterującego. W tych przypadkach więc, gdzie zależy nam na wielkości wzmocnienia mocy, należy stosować połączenia *WE* i *WK*. Szczególnie korzystne jest połączenie *WK* ze względu na bardziej zbliżony do prostolinijnego przebieg charakterystyki $U_{we} = f(I_{we})$.

6.1.2.2. *Wzmacniacze mocy klasy A*

Najbardziej właściwe dla wzmacniacza klasy *A* jest połączenie *WB* ze względu na minimalne zniekształcenia występujące przy tym rodzaju połączenia przy pełnym wysterowaniu. W przeciwsobnych układach wzmacniaczy klasy *A* można stosować połączenia *WE* lub *WK*, gdyż wtedy umożliwiona jest eliminacja parzystych harmonicznych. Tranzystory użyte w układzie przeciwsobnym muszą mieć jednak podobną charakterystykę fazową współczynnika a. Ze względu na to, że już przy częstotliwości $f = 0{,}1\ f_{ga}$ kąt fazowy Θ współczynnika a wynosi około 6°, należy wybierać

tranzystory o stosunkowo dużej częstotliwości granicznej (kąt fazowy współczynnika $\hat{b} = \frac{\hat{a}}{1-\hat{a}}$ może wynosić wtedy około 45°).

Przy doborze punktu pracy tranzystora należy brać pod uwagę maksymalną temperaturę, w której układ ma pracować, oraz maksymalne napięcie kolektora $U_{k\,max}$ (rys. 6.21). Znając przebieg krzywej stałej mocy admisyjnej możemy poprowadzić z punktu A o współrzędnych $U_{k\,max}$ i I'_{k0} styczną do tej krzywej. Punkt styczności B będzie odpowiadał punktowi pracy o napięciu U_{k0}, prądzie I_{k0} i średnim prądzie sterującym I_{e0}. Przyjmując symetryczne sterowanie znajdziemy punkt C odpowiadający minimalnemu napięciu kolektora $U_{k\,min}$. Przy właściwie wybranym punkcie B wartość napięcia $U_{k\,min}$ powinna wynosić około 0,5 V, przy czym U_{k0} i I_{k0} powinny spełniać następujące warunki:



Rys. 6.21. Wykres ilustrujący zmianę punktu pracy wzmacniacza mocy pracującego w klasie A przy zmianie temperatury tranzystora z 27°C (charakterystyka i linia obciążenia wykreślone linią ciągłą) na 85°C (charakterystyka i linia obciążenia wykreślone linią przerywaną)

$$U_{k0} = \frac{U_{k\,max} - U_{k\,min}}{2},$$

$$I_{k0} = \frac{I_{k\,max} - I'_{k0}}{2}.$$

Jeżeli współrzędne punktu B nie spełniają tego warunku, należy go odpowiednio przesunąć.

Wartość $U_{k\,max}$ należy określać z charakterystyk $U_k = f(I_k)$ przy maksymalnej temperaturze otoczenia, w jakiej układ ma pracować (jest to konieczne, jeśli zależy nam na gwarantowanej trwałości urządzenia).

Przy wzroście temperatury charakterystyki $U_k = f(I_k)$ ulegają pochyleniu, wskutek czego punkt B przesuwa się do punktu B', któremu odpowiada większa wartość prądu kolektora I'_{k0}, a więc i większa moc tracona w kolektorze, przekraczająca moc admisyjną. Przy założeniu tego samego procentu zniekształceń amplituda prądu kolektora pozostaje ta sama, wskutek czego sprawność energetyczna układu maleje.

Sprawność energetyczną układu wyznaczymy z zależności:

$$\eta = \frac{P_{pr\,zm}}{P_{pr\,st}}. \qquad [6.39]$$

Moc prądu zmiennego obliczamy przyjmując, że amplitudy napięcia i prądu zmiennego wynoszą odpowiednio U_{k0} i $(I_{k0} - I'_{k0})$, wobec czego:

$$P_{pr\,zm} = \frac{1}{2} U_{k0} (I_{k0} - I'_{k0}).$$

Podstawiając to wyrażenie do wzoru [6.39] otrzymujemy:

$$\eta = \frac{\frac{1}{2} U_{k0} (I_{k0} - I'_{k0})}{U_{k0} I_{k0}} = 0{,}5 \left(1 - \frac{I'_{k0}}{I_{k0}} \right). \qquad [6.40]$$

Ponieważ I'_{k0} wynosi zazwyczaj kilka dziesiątych miliampera, stosunek $\frac{I'_{k0}}{I_{k0}}$ nie przekracza 0,01, a więc sprawność energetyczna η wynosi około 50%.

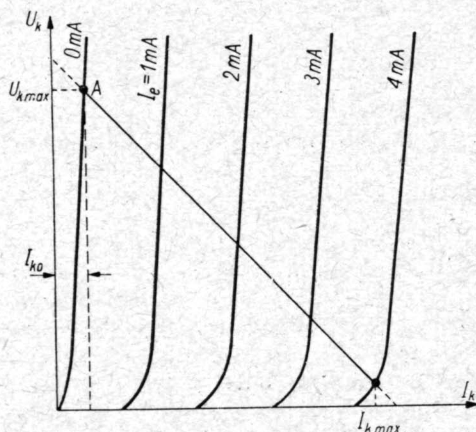
6.1.2.3. *Wzmacniacze mocy klasy B*

Jeśli wymagana jest równocześnie oprócz dużej sprawności energetycznej duża moc wyjściowa, korzystne jest zastosowanie układu przeciwsobnego w klasie *B*. Tranzystory używane w układzie przeciwsobnym klasy *B* muszą mieć możliwie identyczne charakterystyki, tzn. jak najbardziej zbliżone wartości współczynnika α, podobne prądy zerowe kolektora I_{k0} oraz oporności kolektora r_k i — co najważniejsze — przy dużych mocach tę samą temperaturę przejść *p-n* przy obciążeniu, a także bardzo podobną zależność współczynnika α od częstotliwości.

Jeśli układ wzmacniacza ma pracować w połączeniu *WE* lub *WK*, pożądane jest stosowanie tranzystorów o możliwie dużej wartości częstotliwości granicznej $f_{g\alpha}$, co zapewnia bardziej skuteczną kompensację parzystych harmonicznych powstających w obwodzie wyjściowym układu przeciwsobnego.

W układzie przeciwsobnym klasy *B* wybiera się tak punkt pracy, aby bez sygnału sterującego moc pobrana była jak najmniejsza. Ten warunek będzie spełniony, gdy prąd emitera $I_e = 0$ i na-

pięcie kolektora $U_{k0} = \frac{1}{2} U_{k\,max}$. Taki wybór polaryzacji kolektora nie pozwoli przekroczyć szczytowej dopuszczalnej wartości napięcia kolektora $U_{k\,max}$. Tym warunkom odpowiada punkt A (rys. 6.22) charakterystyki $U_k = f(I_k, I_e)$. Maksymalną wartość prądu $I_{k\,max}$ wyznaczyć można z założenia, że moc prądu stałego



Rys. 6.22. Charakterystyka statyczna wzmacniacza mocy pracującego w klasie B

tracona w kolektorze nie powinna przekroczyć mocy admisyjnej P_{adm}. Zakładając, że prąd sterujący jest sinusoidalny oraz że oporność uzwojenia transformatora jest do pominięcia, możemy wyznaczyć wartość prądu kolektora z warunku:

$$P_{adm} = P_{pr\,st} - P_{pr\,zm} =$$

$$= \frac{1}{\pi} [(I_{k\,max} - I'_{k0}) U_{k0} + I'_{k0} U_{k0}] - \frac{1}{4} (I_{k\,max} - I'_{k0}) U_{k0} =$$

$$= 0{,}068\, U_{k0} I_{k\,max} + 0{,}932\, U_{k0} I'_{k0} . \qquad [6.41]$$

Stąd

$$I_{k\,max} = \frac{P_{adm} - 0{,}932\, U_{k0} I'_{k0}}{0{,}068\, U_{k0}} . \qquad [6.42]$$

Sprawność układu przeciwsobnego określimy z wyrażenia:

$$\eta = \frac{P_{pr\,zm}}{P_{pr\,st}} = \frac{\frac{U_{k0}}{4}(I_{k\,max} - I'_{k0})}{\frac{U_{k0}}{\pi}[I_{k\,max} + I'_{k0}(\pi - 1)]} = \qquad [6.43]$$

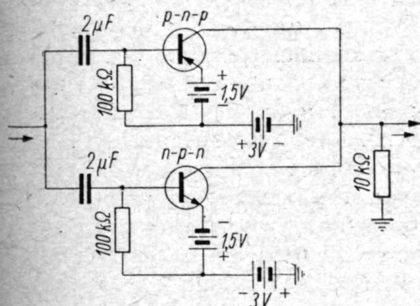
$$= 0{,}78 \frac{I_{k\,max} - I'_{k0}}{I_{k\,max} + I'_{k0}(\pi - 1)}.$$

Gdy $I'_{k0} \ll I_{k\,max}$, to sprawność wzmacniacza przeciwsobnego klasy *B* wyniesie około 78%.

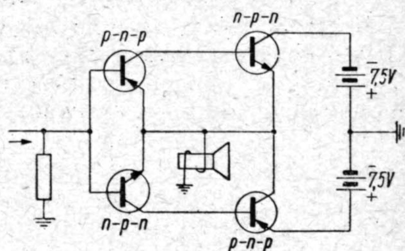
Oporność dopasowania układu przeciwsobnego w klasie *B* wynosi:

$$r_{dop} = \frac{4\,U_{k0}}{I_{k\,max}}. \qquad [6.44]$$

W przypadku połączeń *WE* i *WB* wartość prądu zerowego I'_{k0} jest dużo większa, zaś amplituda napięcia wyjściowego jest przy tym samym poziomie zniekształceń mniejsza, co daje w rezultacie mniejszą sprawność energetyczną połączeń *WE* i *WK*. Maksymalna niezniekształcona moc w przypadku tych rodzajów połączeń jest



Rys. 6.23. Wzmacniacz przeciwsobny małej mocy na dwóch tranzystorach typu *n-p-n* i *p-n-p*

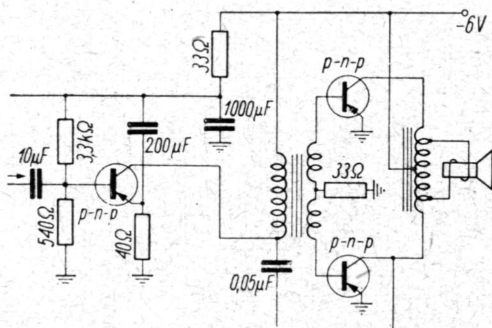


Rys. 6.24. Wzmacniacz przeciwsobny o mocy wyjściowej 0,5 W i bardzo małej oporności wyjściowej na czterech tranzystorach typu *n-p-n* i *p-n-p*

również mniejsza niż w połączeniu *WB*, zaś moc potrzebna do wysterowania układu o połączeniu *WB* jest największa.

Rozpatrzymy jeszcze szczególny przypadek wzmacniaczy klasy *A* i *B*, w których zastosowano tranzystory typu *n-p-n* i *p-n-p*.

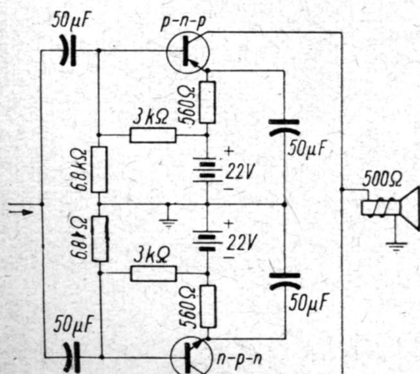
Przykłady takich wzmacniaczy przedstawiono na rysunkach 6.23 i 6.24. Łączenie w układ przeciwsobny tego rodzaju tranzystorów obniża oporność wyjściową, co jest najważniejszą zaletą tego układu; oprócz tego unika się konieczności stosowania transformatów będących zawsze dość kłopotliwym podzespołem.



Rys. 6.25. Wzmacniacz przeciwsobny w klasie *B* na trzech tranzystorach *p-n-p* o mocy wyjściowej 2W

W układzie pokazanym na rysunku 6.24 uzyskano wzmocnienie 28 dB przy mocy wyjściowej 0,5 W, otrzymanej w szesnastoomowej cewce głośnika, przy zniekształceniach poniżej 2%.

Stopień sterujący układ przeciwsobny musi mieć wystarczający zapas mocy, aby wysterować stopień końcowy. Bezpośrednie sprzężenie tego stopnia z układem przeciwsobnym nie jest wskazane ze względu na stosunkowo małą oporność wejściową. Przy zastosowaniu sprzężenia transformatorowego pożądane jest zastosowanie przekładni mniejszej niż optymalna, aby w ten sposób zwiększyć oporność generatora sterującego i zmniejszyć zniekształcenia powstałe wskutek nieliniowości obwodu wejściowego. Dwa przykłady układów przeciwsobnych o mocy wyjściowej 2 W i 250 mW przedstawiono na rysunkach 6.25 i 6.26.



Rys. 6.26. Wzmacniacz przeciwsobny o mocy wyjściowej 250 mW

6.2.1. Uwagi wstępne

Wzmacniacze szerokopasmowe są szczególnym przypadkiem wzmacniaczy oporowych, w których odpowiednio dobiera się stałe układu sprzęgającego, a częstokroć dodaje się elementy korygujące przebieg charakterystyki na krańcach pasma, wzmacnianych przez układ częstotliwości.

Przy omawianiu wzmacniaczy szerokopasmowych wykorzystamy wyniki otrzymane w punkcie 6.1.1.1 dla wzmacniaczy oporowych. Udowodniono tam, że największe wzmocnienie mocy uzyskuje się przy połączeniu WE. Z tego względu rozważania nad wzmacniaczami szerokopasmowymi ograniczymy wyłącznie do tego rodzaju połączeń tranzystorów w układach kaskadowych.

Przypomnimy, że w tranzystorowych układach ograniczenie przenoszonego pasma wynika przede wszystkim z własności tranzystora, a nie z własności układu sprzęgającego (odwrotnie niż w układach z lampą elektronową). Główną przyczyną małej szerokości przenoszonego pasma jest stosunkowo mała częstotliwość graniczna tranzystora. Częstotliwość graniczna w połączeniu *WE* ulega dalszemu zmniejszeniu do wartości równej w przybliżeniu:

$$\Delta f = (1 - \alpha_0) f_{g\alpha} .$$

Z tego względu w układach wzmacniaczy szerokopasmowych należy stosować tranzystory o możliwie dużej wartości częstotliwości granicznej $f_{g\alpha}$ i średniej wartości współczynnika α_0 wynoszącej od 0,9 do 0,95.

Stosując np. w układzie tranzystory o częstotliwości granicznej $f_{g\alpha} = 5$ MHz i $\alpha_0 = 0{,}95$ uzyskuje się szerokość pasma przenoszonego wynoszącą:

$$\Delta f = (1 - 0{,}95)\, 5 = 0{,}25\,\text{MHz}\,,$$

a więc bez porównania mniejszą w stosunku do uzyskiwanej we wzmacniaczach lampowych.

Omówimy pokrótce metody wyznaczania szerokości pasma przenoszenia tego typu wzmacniaczy. Przy wyznaczaniu szerokości pasma przenoszenia interesuje nas dolna f_d oraz górna f_g częstotliwość zakresu.

6.2.2. Określanie dolnej częstotliwości zakresu

Przy określaniu dolnej częstotliwości f_d zakresu stosować będziemy układ zastępczy pojedynczego stopnia wzmocnienia przedstawiony na rysunku 6.27.

Rozpatrując poprzedni stopień wzmocnienia jako generator prądowy, dostarczający prąd $\hat{b}\hat{I}_b$, określamy wartość pojemności C, przy której prąd $\hat{I}'_b$ maleje o 3 dB. Stosunek

$$\frac{\hat{I}'_b}{\hat{b}\hat{I}_b} = \frac{R}{R + r' + \dfrac{1}{j\omega C}} \qquad [6.45]$$

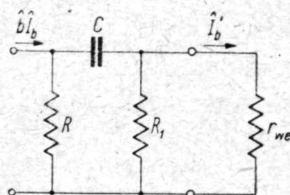
maleje o 3 dB, gdy

$$R + r' = \frac{1}{\omega_d C}.$$

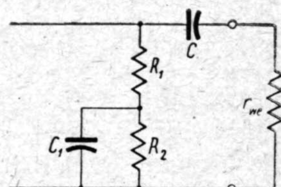
Skąd określamy pojemność:

$$C = \frac{1}{\omega_d} \cdot \frac{1}{R + r'} = \frac{1}{2\pi f_d} \cdot \frac{1}{R + r'}, \qquad [6.46]$$

gdzie oporność R jest wypadkową oporności R_2 i oporności wyjściowej r_k $(1 - \alpha)$, zaś oporność r' jest wypadkową oporności R_1 i r_{we}.



Rys. 6.27. Układ zastępczy wzmacniacza szerokopasmowego stosowany przy obliczaniu kondensatora sprzęgającego C



Rys. 6.28. Układ z kompensacją na małych częstotliwościach

Obliczymy wartość tej pojemności przyjmując: $R_2 = 10$ kΩ, $r_k = 0{,}2$ MΩ, $\alpha = 0{,}95$, $R_1 = 5$ kΩ, $r_{we} = 1$ kΩ i $f_d = 30$ Hz.

Oporność R wyniesie:

$$R = \frac{R_2 r_k (1 - \alpha)}{R_2 + r_k (1 - \alpha)} = \frac{10 \cdot 200\,(1 - 0{,}95)}{10 + 200\,(1 - 0{,}95)} = 5\,\text{k}\Omega\,,$$

zaś oporność r' będzie równa:

$$r' = \frac{R_1 r_{we}}{R_1 + r_{we}} = \frac{5 \cdot 1}{5 + 1} \cdot 10^3 = 830\,\Omega\,.$$

Pojemność C obliczymy ze wzoru [6.46]:

$$C = \frac{1}{2 \cdot 3,14 \cdot 30} \cdot \frac{1}{5000 + 830} = 0,91 \mu F .$$

Wartość tej pojemności można zmniejszyć stosując układ kompensacyjny przedstawiony na rysunku 6.28.

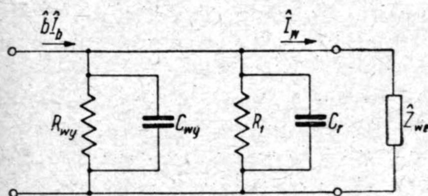
Jeśli w takim układzie uczynić $R_1 = R_2$, to pojemność C można określić ze wzoru:

$$C = C_1 \frac{R_1}{r_{we}} . \qquad [6.47]$$

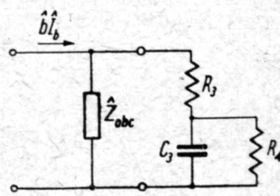
Wadą tego układu jest to, że jego wzmocnienie mocy jest mniejsze niż uzyskiwane w układzie bez kompensacji (wskutek znacznego bocznikowania przez małą wartość oporności R_1).

6.2.3. Określanie górnej częstotliwości zakresu

W celu wyznaczenia górnej częstotliwości f_g zakresu rozpatrzymy układ zastępczy przedstawiony na rysunku 6.29. Układ ten



Rys. 6.29. Układ zastępczy dla obliczania częstotliwości górnej f_g wzmacniacza szerokopasmowego



Rys. 6.30. Układ zastępczy impedancji wejściowej Z_{we}

tworzą generator prądowy $\hat{b}\hat{I}_b$ oraz równolegle połączone impedancje $\hat{Z}_{obc}$ i $\hat{Z}_{we}$.

Impedancja $\hat{Z}_{obc}$ jest utworzona przez równoległe połączenie oporności wyjściowej R_{wy} tranzystora i oporności R_1, znajdującej się w gałęzi zasilającej kolektor, oraz pojemności wyjściowej C_{wy} tranzystora i pojemności rozproszenia C_r.

Impedancja $\hat{Z}_{we}$ w przypadku tranzystorów warstwowych ma przebieg w funkcji częstotliwości, odtwarzany najściślej przez impedancję układu zastępczego przedstawionego na rysunku 6.30. Parametry tego układu spełniają warunki:

$$R_3 = R_4 \text{ i } \omega_{ga} C_3 R_4 = 10 .$$

Impedancję wejściową tego układu zastępczego określa zależność:

$$\hat{Z}_{we} = R_3\left(1 + \frac{1}{j\,10\,\dfrac{f}{f_{ga}}}\right). \qquad [6.48]$$

Na podstawie rysunku 6.29 obliczyć można wartość prądu $\hat{I}_w$ w zależności od prądu generatora prądowego $\hat{b}\hat{I}_b$ stosując następujący związek:

$$\frac{\hat{I}_w}{\hat{I}_b} = \frac{\hat{b}\hat{Z}_{obc}}{\hat{Z}_{obc} + \hat{Z}_{we}}. \qquad [6.49]$$

Podstawiając w wyrażenie [6.49] odpowiednie wartości na $\hat{Z}_{obc}$, $\hat{Z}_{we}$ oraz $\hat{b}$ uzależnione od częstotliwości można wyznaczyć charakterystykę przenoszenia układu i ustalić wpływ poszczególnych wielkości układu na szerokość przenoszonego pasma.

Stosując tę zależność można wyznaczyć wpływ układów kompensacyjnych, utworzonych przez równolegle lub szeregowo włączoną indukcyjność L (rys. 6.31), na szerokość pasma przenoszenia. Dla przykładu podamy sposób przeprowadzenia obliczenia w przypadku kompensacji za pomocą szeregowo włączonej indukcyjności L (rys. 6.31b).

Rys. 6.31. Układ wzmacniacza szerokopasmowego z kompensacją za pomocą indukcyjności:

a — włączonej równolegle;
b — włączonej szeregowo

Współczynnik wzmocnienia prądowego wyrazi się przez:

$$\hat{k}_i = \frac{\hat{I}_w}{\hat{I}_b} = \frac{\hat{a}}{1-\hat{a}}\,\frac{\hat{Z}_{obc}}{\hat{Z}_{obc} + \hat{Z}_{we}}. \qquad [6.50]$$

Podstawiając odpowiednie wyrażenia na $\hat{a}$, $\hat{Z}_{obc}$ i $\hat{Z}_{we}$ otrzymujemy wzory na moduł $\hat{k}_i$ oraz fazę Φ w postaci:

$$k_i = \sqrt{\frac{R_1^2 + \omega^2 L^2}{A^2 + B^2}}\;\frac{1}{\sqrt{\left(\dfrac{1}{a_0} - 1\right)^2 + \left(\dfrac{1}{a_0}\cdot\dfrac{f}{f_{ga}}\right)^2}}. \qquad [6.51]$$

$$\Phi = \operatorname{arc\,tg}\left(\frac{\omega L}{R_1}\right) - \operatorname{arc\,tg}\left(\frac{\frac{f}{f_{ga}}}{1-\alpha_0}\right) - \operatorname{arc\,tg}\left(\frac{B}{A}\right), \qquad [6.52]$$

gdzie:

$$A = R_1 + R_3 \frac{1}{1+\left(10\frac{f}{f_{ga}}\right)^2}\left[2-2\,\omega^2 C_2 L + (1-\omega^2 C_2 L)\left(\frac{10\,f}{f_{ga}}\right)^2 + \right.$$

$$\left. + R_1 C_2 \omega \frac{10\,f}{f_{ga}}\right], \qquad [6.53]$$

$$B = \omega L + \omega R_3 \frac{1}{1+\left(10\frac{f}{f_{ga}}\right)^2}\left[2\,C_2 R_1 + C_2 R_1 \left(\frac{10\,f}{f_{ga}}\right)^2 + \right.$$

$$\left. + 10\frac{f}{f_{ga}}\,\omega\, C_2 L - \frac{10}{\omega_{ga}}\right]. \qquad [6.54]$$

Jeśli przez f_2 oznaczymy częstotliwość graniczną wzmacniacza, a przez k oznaczymy stosunek wzmocnienia b_0 na małej częstotliwości do wzmocnienia b na częstotliwości f_2, to otrzymamy:

$$k = \frac{b_0}{b} = \frac{\frac{\alpha_0}{1-\alpha_0}}{\sqrt{\left(\frac{1}{\alpha_0}-1\right)^2 + \left(\frac{1}{\alpha_0}\cdot\frac{f_2}{f_{ga}}\right)^2}}. \qquad [6.55]$$

Ponadto wzmocnienie k_{i0} na małych częstotliwościach określimy z wyrażenia:

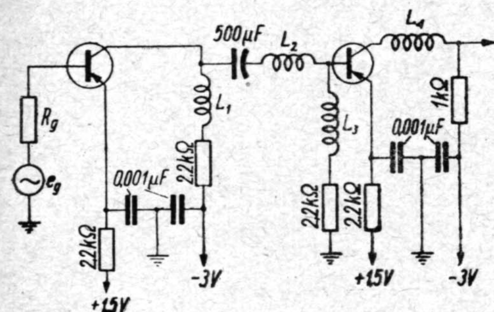
$$k_{i_0} = \frac{\alpha_0}{1-\alpha_0}\cdot\frac{R_1}{R_1+2\,R_3}. \qquad [6.56]$$

Ponieważ przy $f = f_2$ ma być spełniony warunek $k_i = k_{i0}$, otrzymujemy ostatecznie:

$$\sqrt{\frac{R_1^2 + (\omega_2 L)^2}{A^2+B^2}} = \frac{R_1}{R_1+2\,R_3}\,k. \qquad [6.57]$$

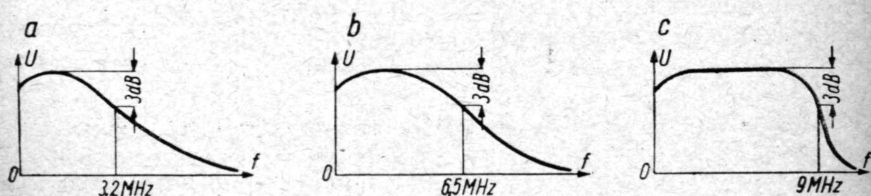
Stąd można wyliczyć indukcyjność L, jeśli znana jest wartość stosunku $\frac{f_2}{f_{ga}}$ przy założonym stosunku $\frac{R_1}{R_3}$ i danej wartości $\frac{1}{\omega_2 C_2 R_2}$.

Poszerzenie przenoszonego pasma można również uzyskać stosując sprzężenie zwrotne za pomocą elementów reaktancyjnych, jednak obliczanie tego rodzaju układów jest bardzo skomplikowane.



Rys. 6.32. Schemat wzmacniacza szerokopasmowego z indukcyjnościami kompensującymi

Schemat wzmacniacza szerokopasmowego, w którym zastosowano zarówno szeregowe, jak i równoległe włączenie indukcyjności, przedstawiono na rysunku 6.32. Natomiast na rysunku 6.33 pokazano uproszczone wykresy obrazujące szerokość pasma przenoszenia uzyskanego bez indukcyjności kompensujących (rys. 6.33a) oraz szerokości pasm otrzymane przy dodaniu najpierw indukcyjności szeregowych L_1 i L_3 (rys. 6.33b), a następnie równoległych L_2 i L_4 (rys. 6.33c). Tranzystory użyte w tym wzmacniaczu miały



Rys. 6.33. Charakterystyki wzmacniacza z rysunku 6.32:
a — bez kompensacji; b — z indukcyjnościami kompensującymi L_1 i L_3; c — z indukcyjnościami L_1, L_2, L_3 i L_4

współczynnik $\alpha = 0{,}95$ i częstotliwość graniczną $f_{g\alpha} = 45$ MHz. Wzmocnienie omawianego wzmacniacza wynosiło 28 dB przy całkowitej szerokości pasma przenoszenia równej 9 MHz.

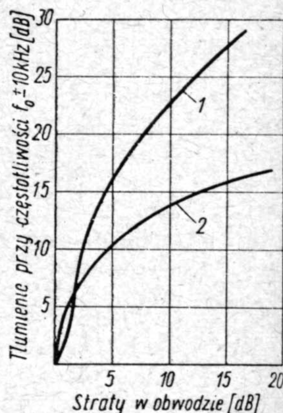
Metody obliczania wzmacniaczy szerokopasmowych są prostsze w przypadku zastosowania tranzystorów dyfuzyjnych o częstotliwości granicznej $f_{g\alpha}$ przekraczającej 100 MHz, gdyż współczynnik b w zakresie stosowanych w praktyce szerokości pasma ma w przypadku tych tranzystorów wartość rzeczywistą.

6.3. WZMACNIACZE TRANZYSTOROWE WIELKIEJ CZĘSTOTLIWOŚCI

6.3.1. Uwagi ogólne

Przy wyborze typu wzmacniacza wielkiej częstotliwości decydującą rolę odgrywa selektywność i wzmocnienie mocy wzmacniacza.

Selektywność we wzmacniaczach tranzystorowych musi być wystarczająco duża, aby uniknąć modulacji skrośnej, powstającej szczególnie łatwo w układach tranzystorowych wskutek nieliniowej charakterystyki impedancji wejściowej tranzystora, która jest wywołana nieliniowością charakterystyki $U_e = f(I_e, I_k)$. O selektywności wzmacniacza decyduje sposób sprzężenia poszczególnych stopni. Najlepsze wyniki w tym wypadku daje stosowanie pojedynczych obwodów rezonansowych lub filtrów pasmowych. Stosując sprzężenie za pomocą filtrów pasmowych uzyskuje się lepszą selektywność, towarzyszy temu jednak mniejsze wzmocnienie mocy na stopień, wynikające z większych strat mocy w filtrze pasmowym. Sprzężenie za pomocą pojedynczych obwodów rezonansowych zapewnia większe wzmocnienie, ale nie daje dostatecznej selektywności.



Rys. 6.34. Tłumienie sygnału o częstotliwości różnej o 10 kHz od częstotliwości rezonansowej obwodów w zależności od strat w obwodach:
1 — filtr pasmowy; 2 — pojedynczy obwód rezonansowy

Na rysunku 6.34 przedstawiono tłumienie sygnału o częstotliwości różnej o 10 kHz od częstotliwości rezonansowej obwodów w zależności od strat w tych obwodach w przypadku filtru pasmowego i pojedynczego obwodu rezonansowego.

Największe wzmocnienie mocy osiąga się w połączeniu *WE*. Ten sposób połączenia tranzystora zapewnia również najłatwiejsze dopasowanie ze względu na to, że wartości impedancji wejściowej i wyjściowej są najbardziej do siebie zbliżone.

Na rysunku 6.35 podano przebiegi wzmocnienia mocy dla połączeń *WE* i *WB*. Z porównania przebiegu wzmocnień wynika przewaga połączenia *WE* nad połączeniem *WB*.

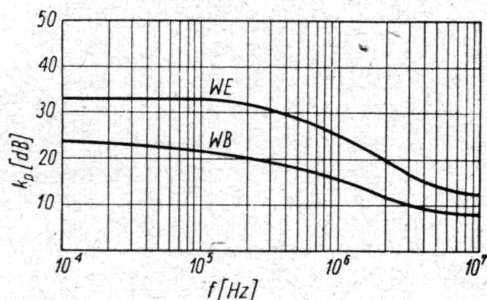
Przypomnieć należy, że przy odpowiednim doborze oporności obciążenia R_{obc} (np. równej $r_k \sqrt{1 - a_0}$ lub trochę większej) otrzymuje się stosunkowo dużą częstotliwość graniczną połączenia *WE* przy dostatecznym wzmocnieniu prądowym, określoną przez zależność:

$$f_{ki\,(WE)} = \left(1 - \frac{a_0}{1 + \frac{R_{obc}}{r_k}}\right) f_{ga}. \qquad [6.58]$$

Jeśli np. przy $f_{ga} = 2$ MHz i $a_0 = 0{,}95$ przyjmiemy $R_{obc} = 0{,}3\ r_k$, to częstotliwość graniczna:

$$f_{ki(WE)} = \left(1 - \frac{0{,}95}{1{,}3}\right) 2 = 0{,}54\,\text{MHz}$$

jest wystarczająco duża, aby uzyskać pełne wzmocnienie mocy na częstotliwości pośredniej 465 kHz. Ze względu na zwiększenie



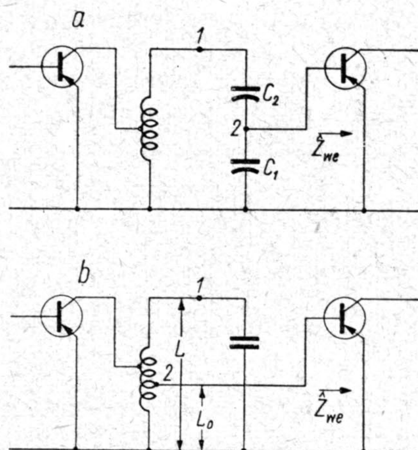
Rys. 6.35. Przebiegi wzmocnienia mocy w funkcji częstotliwości dla połączeń *WE* i *WB*

wartości $f_{ki(WE)}$ może się opłacić nieznaczne niedopasowanie tranzystora do obwodu, o ile strata mocy wskutek niedopasowania nie będzie zbyt duża.

6.3.2. Tranzystorowe wzmacniacze rezonansowe

W tranzystorowych wzmacniaczach rezonansowych obwód sprzęgający (rys. 6.36) ma za zadanie nie tylko zapewnić dostateczną selektywność stopnia, ale i umożliwić właściwe dopasowanie oporności wejściowej r_{we} następnego stopnia do oporności wyjściowej r_{wy} stopnia poprzedzającego. To dopasowanie osiąga się za pomocą odpowiednich dzielników pojemnościowych

(rys. 6.36a) lub dzielników indukcyjnych (rys. 6.36b). Dopasowanie obu oporności powinno być tak wykonane, aby straty w obwodzie rezonansowym, który ma odgrywać w tym przypadku rolę idealnego transformatora, były jak najmniejsze. Sposób rozwiązywania zagadnienia bardzo przypomina metody stosowane przy obliczaniu obwodu wyjściowego wzmacniacza mocy, obciążonego obwodem antenowym.



Rys. 6.36. Obwody sprzęgające dopasowujące impedancję wejściową za pomocą:
a — dzielnika pojemnościowego; b — dzielnika indukcyjnego

Dzielnik pojemnościowy (rys. 6.36a) przenosi impedancję $\hat{Z}_{we}$ w punkcie *2* do wartości $\hat{Z}'_{we}$ w punkcie *1* według wzoru:

$$\hat{Z}'_{we} = \frac{\hat{Z}_{we} - \dfrac{1}{j\omega (C_1 + C_2)}}{\left(\dfrac{C_2}{C_1 + C_2}\right)^2}. \qquad [6.59]$$

Dzielnik indukcyjny (rys. 6.36b) przenosi np. impedancję wejściową $\hat{Z}_{we}$ w punkcie *2* obwodu do wartości $\hat{Z}'_{we}$ w punkcie *1* według zależności:

$$\hat{Z}'_{we} = \hat{Z}_{we} \left(\frac{L}{L_0}\right)^2. \qquad [6.60]$$

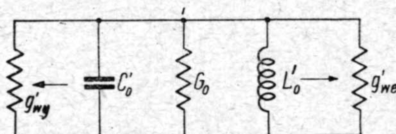
Przenosząc obie impedancje $\hat{Z}_{we}$ i $\hat{Z}_{wy}$ do punktu *1* otrzymujemy układ zastępczy przedstawiony na rysunku 6.37.

Dla ułatwienia rozważań będziemy w dalszym ciągu operować przewodnościami.

Niech obwód rezonansowy ma dobroć Q_0, przewodność G_0 oraz indukcyjność L_0 i pojemność C_0 spełniające warunek:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_0 C_0}}. \qquad [6.61]$$

Admitancje wyjściowa i wejściowa przeniesione do punktu *1* obwodu przyjmują wartość przewodności g'_{we} i g'_{wy} i wnoszą susceptancje b'_{we} i b'_{wy}, wskutek czego wypadkowe — indukcyjność i pojemność obwodu, przyjmują wartość L'_0 i C'_0.



Rys. 6.37. Układ zastępczy obwodu sprzęgającego wielkiej częstotliwości

Tok obliczenia układu sprzęgającego jest następujący.

Zakładamy żądaną szerokość pasma $2\Delta f$ i z zależności:

$$\frac{2\Delta f}{f_0} = \frac{1}{Q_{wy}} = \frac{g'_{wy} + g'_{we} + G_0}{\omega_0 C'_0} \qquad [6.62]$$

wyznaczamy wartość $g'_{wy} + g'_{we} + G_0$.

Uwzględniając warunek dopasowania:

$$g'_{we} = g'_{wy} + G_0 \qquad [6.63]$$

znajdujemy wartość g'_{we}:

$$g'_{we} = 2\pi \Delta f C'_0, \qquad [6.64]$$

a następnie wartość g'_{wy}:

$$g'_{wy} = 2\pi \Delta f C'_0 - G_0, \qquad [6.65]$$

przy czym wartość przewodności G_0 można znaleźć z zależności

$$G_0 = 2\pi \Delta f_0 C_0, \qquad [6.66]$$

a więc ostatecznie:

$$g'_{wy} = 2\pi (\Delta f C'_0 - \Delta f_0 C_0). \qquad [6.67]$$

Mając obliczone wartości g'_{wy} i g'_{we} możemy określić odpowiednie przekładnie obwodu rezonansowego.

Chcąc określić stratę mocy wywołaną tym, że obwód rezonansowy nie jest idealnym transformatorem ($Q = \infty$), zastosujemy następujący wzór:

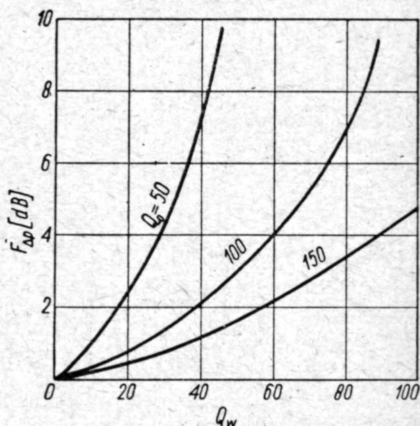
$$F_{\Delta P} = \frac{U^2 g'_{wy}}{U^2 g'_{wy} + U^2 G_0} = \frac{1}{1 + \frac{G_0}{g'_{wy}}} = 1 - \frac{\Delta f_0}{\Delta f} \cdot \frac{C_0}{C'_0}, \qquad [6.68]$$

gdzie U jest napięciem zmiennym na obwodzie (odniesionym do punktu *1*, rys. 6.37).

Ponieważ $C'_0 \approx C_0$, więc wyrażenie [6.68] można napisać w postaci:

$$F_{\Delta P} \approx 1 - \frac{\Delta f_0}{\Delta f} \approx 1 - \frac{Q_w}{Q_0}. \qquad [6.69]$$

Zależność [6.69] wskazuje, że im lepszy jest obwód sprzęgający, tym mniejsze są straty mocy przy zadanej szerokości pasma $2\Delta f$. Zależność $F_{\Delta P}$ w decybelach od dobroci wypadkowej obwodu przy różnych wartościach dobroci obwodu nieobciążonego przedstawiono na rysunku 6.38.

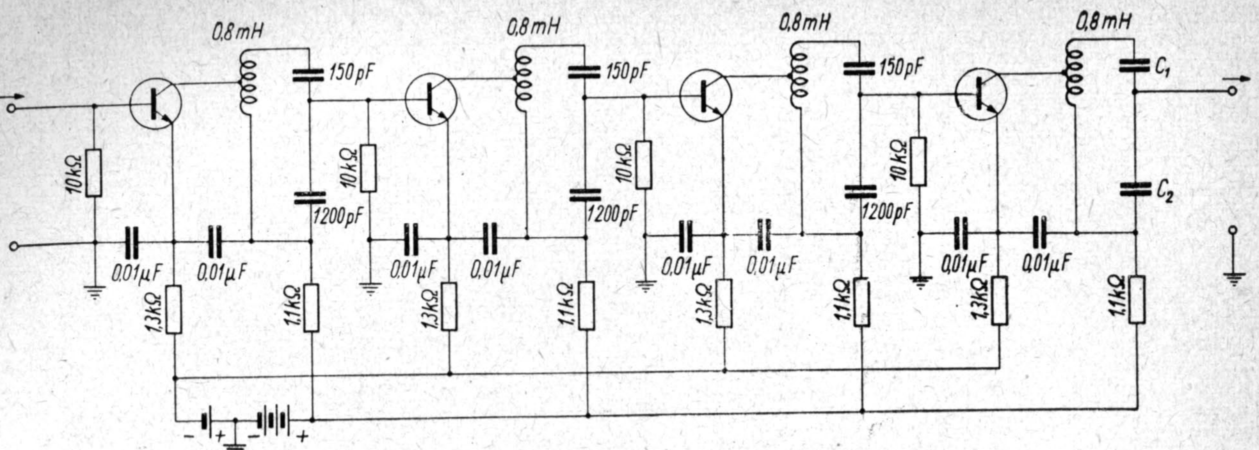


Rys. 6.38. Zależność współczynnika straty mocy $F_{\Delta P}$ od dobroci wypadkowej obwodu Q_w przy $Q_0 = 50$, 100 i 150

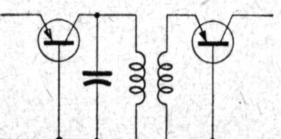
Schemat wzmacniacza pośredniej częstotliwości ($f = 455$ kHz) wykonanego na tranzystorach warstwowych przedstawiono na rysunku 6.39. Wzmocnienie na stopień w tym wzmacniaczu wynosiło 18 dB. Zastosowano w nim cewki o indukcyjności 0,8 mH i dobroci $Q_0 = 90$. Wypadkowa dobroć Q_w wynosiła 15, a strata mocy na stopień 1,74 dB. We wzmacniaczu zastosowano tranzystory o parametrach:

$$a = 0{,}9, \quad r_e = 30\ \Omega, \quad r_b = 100\ \Omega, \quad r_k = 1\ \text{M}\Omega \quad \text{i} \quad f_{\alpha} = 1\ \text{MHz}.$$

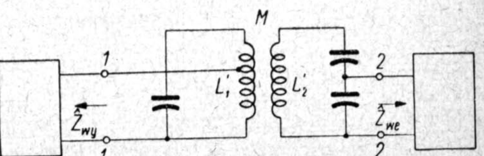
Istnieje jeszcze inna odmiana obwodu sprzęgającego, przedstawiona na rysunku 6.40. Obwód ten stosuje się jednak rzadko, gdyż wymaga on bardzo dużej wartości współczynnika sprzężenia między uzwojeniami (k bliskie jedności), o ile się chce uniknąć



Rys. 6.39. Wzmacniacz pośredniej częstotliwości $f = 455$ kHz



Rys. 6.40. Sprzęgający obwód transformatorowy



Rys. 6.41. Wzmacniacz o sprzężeniu za pomocą filtru pasmowego

dużych strat mocy wywołanych przez indukcyjność rozproszenia, ograniczającą wartość prądu sterującego tranzystor.

6.3.3. Wzmacniacze tranzystorowe z filtrami pasmowymi

Zastosowanie filtru pasmowego jako obwodu sprzęgającego (rys. 6.41) daje większe straty mocy, ale jednocześnie pozwala uzyskać lepszą selektywność. Metody obliczania takich wzmacniaczy są takie same jak metody obliczania np. wizyjnych wzmacniaczy wielkiej częstotliwości.

Sposób obliczenia układu sprzęgającego jest następujący.

Zakłada się wymaganą szerokość pasma $2\Delta f$ przy określonej wartości tłumienia A w decybelach oraz wartość dobroci wypadkowej Q_w. Następnie wyznacza się współczynnik sprzężenia k z zależności:

$$A = 10 \lg \frac{\left[\left(\frac{2\Delta f}{f_0}\right)^2 Q_w^2 + 1 + k^2 Q_w^2\right] + 4k^2 Q_w^2}{(1 + k^2 Q_w^2)^2} \; [\mathrm{dB}]. \qquad [6.70]$$

Po określeniu współczynnika k zakładamy odpowiednią wartość współczynnika strat $F_{\Delta P}$ w decybelach i wyznaczamy dobroć Q_0 obwodów rezonansowych nieobciążonych ze wzoru:

$$F_{\Delta P} = 20 \lg \frac{1 + k^2 Q_w^2}{2k Q_w \left(1 - \frac{Q_w}{Q_0}\right)} \; [\mathrm{dB}]. \qquad [6.71]$$

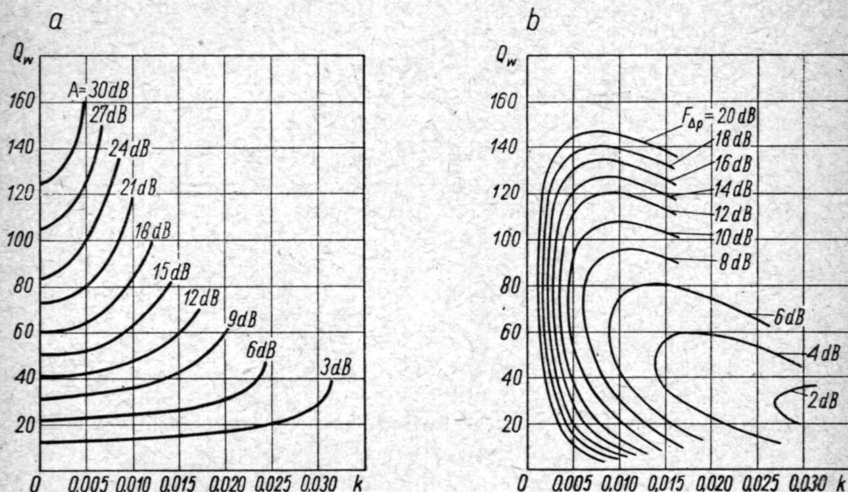
Wygodnie jest założyć pewną wartość dobroci Q_0 i obliczyć dla tej wartości współczynnik strat w obwodach. Za wartość Q_0 należy przyjąć największą wartość, jaka ze względów praktycznych jest możliwa, co zapewnia minimalną wartość $F_{\Delta P}$.

W celu projektowania wzmacniaczy pośredniej częstotliwości najwygodniej jest przedstawić powyższe związki w postaci rodziny krzywych, co umożliwia szybki wybór poszczególnych parametrów układu sprzęgającego.

Na rysunku 6.42a przedstawiono zależność wypadkowej dobroci Q_w od współczynnika sprzężenia k dla różnych poziomów tłumienia sygnału o częstotliwości $f_0 = 455 \pm 10$ kHz, zaś na rysunku 6.42b pokazano zależność wypadkowej dobroci Q_w od współczynnika k przy stałej wartości strat w obwodach filtru pasmowego, wyrażonej w decybelach. Krzywe te wykonano dla wartości $Q_0 = 160$.

Wypadkową wartość dobroci Q_w wyznaczamy z uwzględnieniem obciążenia obwodu pierwotnego przez wniesioną doń admitancję

y_2. Jeśli przeniesiona równolegle do zacisków 2-2 obwodu rezonansowego (rys. 6.41) część rzeczywista admitancji $\frac{1}{\hat{Z}_{we}}$ wynosi g'_{we}, to wypadkowa przewodność obwodu będzie wynosić $G_0 + g'_{we}$. Przewodność równoległą g'_2 wniesioną do obwodu



Rys. 6.42. Zależność dobroci wypadkowej Q_w od współczynnika sprzężenia obwodów k:

a — przy różnym tłumieniu częstotliwości $f = 455 \pm 10$ kHz; b — przy różnych wartościach strat mocy w filtrze pasmowym

pierwotnego przez obwód wtórny, przy oporności wzajemnej $\omega_0 M$ sprzęgającej oba obwody, określamy z wyrażenia:

$$g'_2 = \frac{\omega_0^2 M^2}{\omega_0^2 L_2'^2 (G_0 + g'_{we})} \cdot \frac{1}{\omega_0^2 L_1'^2}, \qquad [6.72]$$

gdzie L'_1 i L'_2 są wypadkowymi indukcyjnościami obwodów pierwotnego i wtórnego, uwzględniającymi reaktancje wnoszone przez impedancje $\hat{z}_{we}$ i $\hat{z}_{wy}$.

Ponieważ w pierwszym przybliżeniu $M^2 = k^2 L'_1 L'_2$, więc wyrażenie [6.72] przyjmuje postać:

$$g'_2 = \frac{k^4}{\omega_0^2 M^2 (G_0 + g'_{we})}. \qquad [6.73]$$

Przewodność wypadkowa obwodu pierwotnego wynosi więc $g'_{wy} + G_0 + g'_2$, zaś wypadkowa dobroć będzie równa:

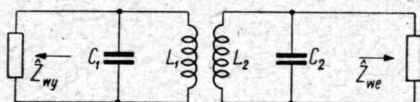
$$Q_w = \frac{1}{\omega_0 L'_1 (g'_{wy} + G_0 + g'_2)}. \qquad [6.74]$$

Uwzględniając warunek dopasowania

$$g'_{wy} = G_0 + g'_2 \qquad [6.75]$$

określamy przy zadanej wartości Q_w przekładnie transformacyjne dla impedancji $\hat{z}_{we}$ i $\hat{z}_{wy}$.

W wielu wypadkach nie stosuje się dzielników transformacyjnych, lecz włącza się tranzystory bezpośrednio na cały obwód



Rys. 6.34. Stopień wzmacniacza wielkiej częstotliwości z obwodami rezonansowymi bez zaczepów

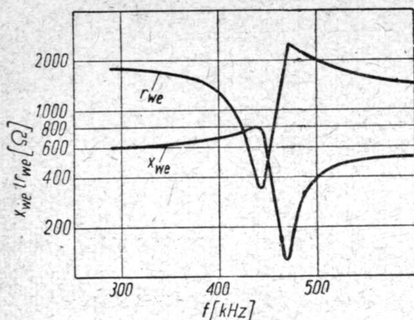
w sposób przedstawiony na rysunku 6.43. W tym przypadku indukcyjności obu obwodów nie są sobie równe ($L_1 \neq L_2$), a przekładnia zwojowa transformatora wynosi około 10 : 1.

6.3.4. Neutralizacja stopni wzmocnienia wielkiej częstotliwości

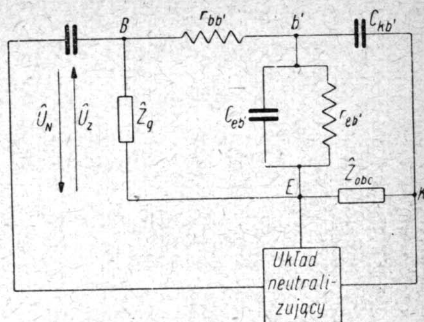
W rozdziale drugim (p. 2.4) omawiając wpływ częstotliwości na parametry tranzystora stwierdzono, że wskutek sprzężenia powstającego na dzielniku napięcia $C_{kb'}$, $r_{bb'}$, $C_{eb'}$ i $r_{eb'}$ układ może stać się niestabilny. W pobliżu częstotliwości rezonansowej sprzęgających obwodów rezonansowych zachodzi ponadto bardzo duże oddziaływanie impedancji obwodu wyjściowego na wejściowy (i odwrotnie) pokazane na rysunku 6.44.

To oddziaływanie obwodu wtórnego na obwód pierwotny może być skompensowane za pomocą dodatkowego obwodu, który wprowadza do obwodu wejściowego napięcie $\hat{U}_N$ (rys. 6.45) równe co do wielkości napięciu sprzężenia zwrotnego $\hat{U}_Z$, lecz o przeciwnej fazie. Napięcie $\hat{U}_Z$ wprowadzane jest do obwodu wejściowego przez dzielnik $C_{kb'}$, $C_{eb'}$, $r_{eb'}$. Sprowadza się to więc do znanego we wzmacniaczach lampowych zagadnienia neutralizacji.

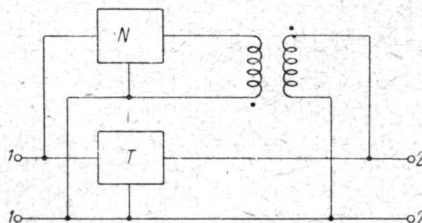
Metodę postępowania wyjaśnia się doskonale stosując rachunek macierzy.



Rys. 6.44. Przebieg oporności i reaktancji wejściowej stopnia wzmocnienia wielkiej częstotliwości zależnie od częstotliwości

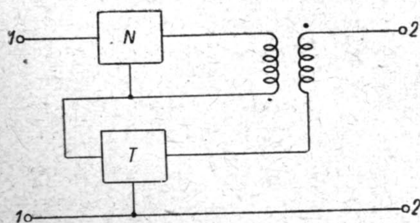


Rys. 6.45. Schemat ilustrujący zasadę kompensacji napięcia sprzężenia zwrotnego U_Z napięciem U_N



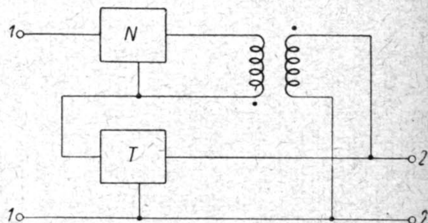
Rys. 6.46. Blokowy schemat neutralizacji przy zastosowaniu czwórników typu *Π*:

N — czwórnik neutralizujący; *T* — wzmacniacz tranzystorowy



Rys. 6.47. Blokowy schemat neutralizacji przy zastosowaniu czwórników typu *T*:

N — czwórnik neutralizujący; *T* — tranzystor



Rys. 6.48. Blokowy schemat neutralizacji przy zastosowaniu układu szeregowo-równoległego

N — czwórnik neutralizujący; *T* — tranzystor

Jeżeli związek między parametrami charakterystycznymi tranzystora, przedstawionego przez czwórnik π, zapiszemy w postaci:

$$\begin{bmatrix} \hat{I}'_1 \\ \hat{I}'_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{y}'_{11}, \hat{y}'_{12} \\ \hat{y}'_{21}, \hat{y}'_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{U}'_1 \\ \hat{U}'_2 \end{bmatrix}, \quad [6.76]$$

a związek między parametrami układu neutralizującego, przedstawionego przez czwórnik N, napiszemy w postaci macierzy:

$$\begin{bmatrix} \hat{I}''_1 \\ \hat{I}''_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{y}''_{11}, \hat{y}''_{12} \\ \hat{y}''_{21}, \hat{y}''_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{U}''_1 \\ \hat{U}''_2 \end{bmatrix}, \quad [6.77]$$

to dla układu połączonego, przedstawionego na rysunku 6.46, otrzymamy następujące związki między napięciami i prądami:

$$\begin{bmatrix} \hat{I}_1 \\ \hat{I}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{y}'_{11} + \hat{y}''_{11}, \hat{y}'_{12} + \hat{y}''_{12} \\ \hat{y}'_{21} + \hat{y}''_{21}, \hat{y}'_{22} + \hat{y}''_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{U}_1 \\ \hat{U}_2 \end{bmatrix}. \quad [6.78]$$

Jeżeli uczynimy $\hat{y}'_{12} = -\hat{y}''_{12}$, to układ będzie spełniał warunek neutralizacji.

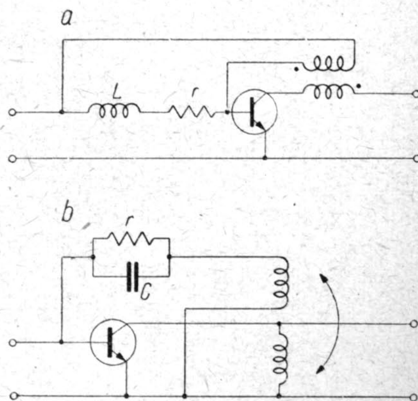
Jeśli natomiast układy zastępcze tranzystora i obwodów neutralizujących typu T będziemy rozpatrywać jako odpowiadające macierzy typu $\hat{Z}$, to otrzymamy układ przedstawiony na rysunku 6.47, dla którego warunek neutralizacji jest spełniony wówczas, gdy $\hat{z}'_{12} = -\hat{z}''_{12}$.

Dla układu szeregowo-równoległego stosuje się połączenie tranzystora i obwodu neutralizacji w sposób przedstawiony na rysunku 6.48.

Transformator pokazany w układach z neutralizacją (rys. 6.46, 6.47 i 6.48) służy wyłącznie do zapewnienia prawidłowej fazy (zwykle różnej o π) i amplitudy sygnału neutralizującego.

Neutralizacja może być wąskopasmowa i szerokopasmowa.

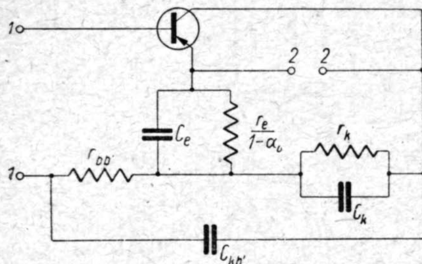
Przy neutralizacji wąskopasmowej układ neutralizacyjny może być bardzo prosty. Na przykład w przypadku neutralizacji wzmacniacza z tranzystorem w połączeniu WE, spełniającej warunek $\hat{z}'_{12} + \hat{z}''_{12} = 0$, układ neutralizujący skła-



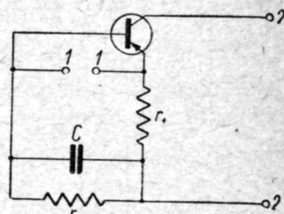
Rys. 6.49. Układ neutralizujący dla połączenia *WE*:
a — typu *T*; b — typu π

da się z szeregowo połączonych indukcyjności L i oporności r (rys. 6.49a). W przypadku zaś neutralizacji połączenia WE, spełniającej warunek $\hat{y}'_{12} + \hat{y}''_{12} = 0$, układ neutralizujący składa się z równolegle połączonych pojemności C i oporności r (rys. 6.49b).

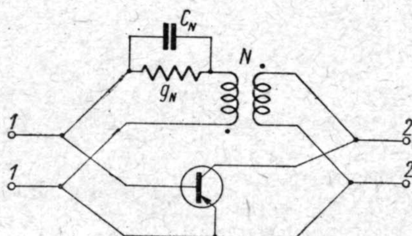
W przypadku neutralizacji szerokopasmowej układ neutralizacji jest bardzo złożony (rys. 6.50). Umożliwia on oczywiście prawidłową neutralizację przy amplitudach prądu, w zakresie których parametry tranzystora nie ulegają zmianie.



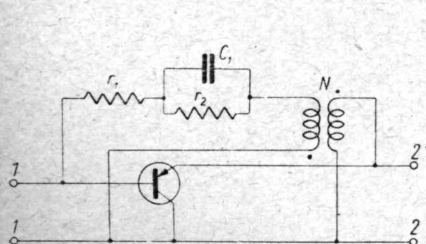
Rys. 6.50. Układ neutralizujący szerokopasmowy dla połączenia *WE*



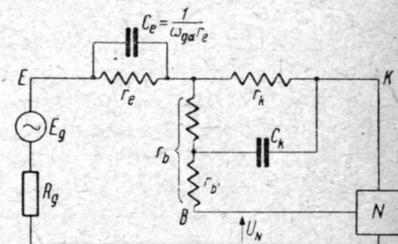
Rys. 6.51. Prosty układ neutralizujący o neutralizacji mało zależnej od napięć zasilających i częstotliwości



Rys. 6.52. Schemat układu neutralizującego dla połączenia *WE*



Rys. 6.53. Układ neutralizujący szerokopasmowy dla połączenia *WK*



Rys. 6.54. Układ neutralizujący szerokopasmowy dla połączenia *WB*

Doświadczenia przeprowadzone z szeregiem układów neutralizacyjnych wskazują na to, że najbardziej niezależne od napięć zasilających i zmian częstotliwości są układy przedstawione na rysunkach 6.49b i 6.51. W układach tych przy neutralizacji na częstotliwości 500 kHz zupełnie zadowalające wyniki uzyskano w pasmie od 300 do 800 kHz.

Dla przykładu podamy sposób obliczenia układu neutralizacyjnego w połączeniu *WE*. Schemat układu podany jest na rysunku 6.52. Dla takiego schematu parametry układu mają następujące wartości:

$$\begin{aligned} \hat{y}_{11} &= \hat{y}'_{11} + \hat{y}_N, \\ \hat{y}_{12} &= \hat{y}'_{12} + N\hat{y}_N, \\ \hat{y}_{21} &= \hat{y}'_{21} + N\hat{y}_N, \\ \hat{y}_{22} &= \hat{y}'_{22} + N^2\hat{y}_N, \\ \hat{y}_N &= g_N + j\omega C_N. \end{aligned} \qquad [6.79]$$

Warunek neutralizacji jest spełniony wówczas, gdy $\hat{y}_{12} = 0$, a więc

$$\hat{y}_N = \frac{1}{N} \cdot \frac{\hat{y}_{kb'}}{1 + r_{bb'}\hat{y}_{eb'}}. \qquad [6.80]$$

Porównując ostatnie równanie układu [6.79] z zależnością [6.80] możemy wyznaczyć wartości elementów neutralizujących g_N i C_N.

W połączeniu *WK* przedstawionym na rysunku **6.53** elementy układu neutralizacyjnego mają następujące wartości:

$$r_1 = N r_{bb'}; \quad r_2 = \frac{N}{g_{eb'}}; \quad C_1 = \frac{C_{eb'}}{N}. \qquad [6.81]$$

Impedancję wejściową i wyjściową oraz wzmocnienie mocy dla układów doskonale zneutralizowanych można wyznaczyć z równań czwórnika, w którym wyraz $\hat{z}_{12}$ wyznacznika macierzy $\hat{Z}$ lub wyraz $\hat{y}_{12}$ wyznacznika macierzy $\hat{Y}$ są równe zeru. Pozostałe współczynniki (np. $\hat{z}_{11}$, $\hat{z}_{21}$ i $\hat{z}_{22}$) uwzględniają parametry układu neutralizującego. Wykonując obliczenia dla układu tranzystora z rysunku 6.54 znajdujemy impedancję wejściową dla połączenia *WB* w następującej postaci:

$$\hat{z}_{we(WB)} = \frac{r_{eb'}}{1 + j\dfrac{f}{f_{g\alpha}}} + r_{bb'}\left(1 - \frac{\alpha_0}{1 + j\dfrac{f}{f_{g\alpha}}}\right), \qquad [6.82]$$

zaś dla połączenia *WE* (rys. 6.45) w postaci:

$$\hat{z}_{we(WE)} = r_{bb'} + \frac{r_{eb'}}{1 - \alpha_0 + j\frac{f}{f_{g\alpha}}}. \qquad [6.83]$$

Wzmocnienie mocy dla połączenia *WB* wyniesie:

$$k_{p(WB)} = \frac{R_{obc}}{r_{bb'}} \cdot \frac{1}{\left(\frac{r_{eb'}}{r_{bb'}} + 1 - \alpha_0\right)^2 + \left(\frac{f}{f_{g\alpha}}\right)^2}, \qquad [6.84]$$

zaś dla połączenia *WE* wyniesie:

$$k_{p(WE)} = \frac{R_{obc}}{r_{bb'}} \cdot \frac{1}{(1 - \alpha_0)\left(\frac{r_{eb'}}{r_{bb'}} + 1 - \alpha_0\right)^2 + \left(\frac{f}{f_{g\alpha}}\right)^2}. \qquad [6.85]$$

Maksymalne wzmocnienie uzyskane we wzmacniaczach zneutralizowanych zależy od strat układu neutralizującego i jest nieco mniejsze od wzmocnienia wzmacniacza bez neutralizacji. Zasadniczym więc zyskiem wynikającym z neutralizacji jest stabilność wzmacniacza tranzystorowego. Mała różnica we wzmocnieniu mocy w obu przypadkach polega prawdopodobnie na tym, że w nie zneutralizowanym wzmacniaczu tranzystorowym duża część wzmocnienia wynika z dodatniego sprzężenia zwrotnego zgodnie z wyrażeniem:

$$k_{pd} = \frac{4|\hat{h}_{21}|^2 R_g R_{obc}}{|(\hat{h}_{11} + \hat{Z}_g)(\hat{h}_{22} + \hat{Y}_{obc}) - \hat{h}_{12}\hat{h}_{21}|^2}. \qquad [6.86]$$

LITERATURA

1. W. *Chow*: High Frequency Transistor Amplifiers. Electronics, April, 1954.
2. R. A. *Fiedotow*: Kristaliczeskije triody, 1955.
3. L. J. *Giacoletto:* Junction Transistor Characteristics at Low and Medium Frequencies. Proc. the Nat. El. Conf., vol. VIII, 1952.
4. R. *Shea:* Transistor Audio Amplifiers, 1955.
5. R. F. *Shea*: Principles of Transistor Circuits., 1954.
6. *A. Stern, C. Aldrige, W. Chow:* Internal Feedback and Neutralisation Transistor Amplifiers. PIRE, July, 1955.
7. M. *Strutt:* Transistoren, 1954.
8. R. *Wallace, W. Pietenpol*: Some Circuits Properties and Applications of *n-p-n* Transistors. BSTJ, July, 1951.
9. J. *Vasseur:* Les transistors à jonctions aux frequences elevees. L'onde Electrique, Mars, 1956.

Rozdział 7

GENERATORY TRANZYSTOROWE

7.1. WIADOMOŚCI WSTĘPNE

W ogólnej teorii generacji drgań rozróżnia się dwa zasadniczo różne przypadki.

W przypadku pierwszym obwód rezonansowy RLC jest pobudzany przez dwójnik, którego charakterystyka prądowo-napięciowa $I = f(U)$ spełnia w pewnym zakresie napięć i prądów warunek:

$$\frac{dI}{dU} < 0 . \qquad [7.1]$$

Przy odpowiedniej wartości oporności ujemnej, gdy spełniony jest warunek:

$$\frac{dU}{dI} + \frac{L}{RC} \leqslant 0 , \qquad [7.2]$$

w układzie utrzymują się drgania.

W najbardziej ogólnym przypadku, gdy oporność ujemna jest opornością zespoloną, warunek (7.2) można sprowadzić do postaci:

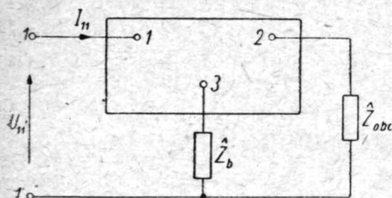
$$A + jB = 0, \qquad [7.3]$$

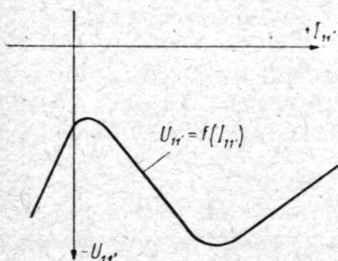
skąd otrzymuje się warunek amplitudy i warunek fazy.

Warunek amplitudy $A = 0$ określa wartość oporności ujemnej potrzebnej do wzbudzenia drgań, zaś warunek fazy $B = 0$ określa częstotliwość układu, przy której wypadkowa reaktancja układu jest równa zeru.

Ten sposób rozważania zagadnień generacji stosowany jest przy czystych opornościach ujemnych i znajduje również zastosowanie w przypadku tranzystorów ostrzowych. Jak wynika bowiem z rozważań przeprowadzanych w rozdziale 2, oporność wejściowa między dowolną parą zacisków tranzystora może przyjąć wartość ujemną przy współczynniku $\alpha > 1$ i dostatecznie dużej wartości oporności dodatkowej R_b.

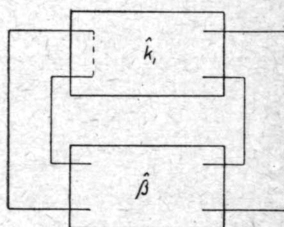
Układ generatora tranzystorowego o wewnętrznym dodatnim sprężeniu zwrotnym przedstawia rysunek 7.1; na rysunku tym pokazano również przebieg charakterystyki prądowo-napięciowej. Charakterystyczną cechą tego układu jest to, że zmiana impedancji $\hat{Z}_b$ i $\hat{Z}_{obc}$ umożliwia zmianę amplitudy i fazy oporności ujemnej, a więc wpływa na amplitudę i częstotliwość drgań układu.





Rys. 7.1. Układ generatora tranzystorowego o wewnętrznym dodatnim sprzężeniu zwrotnym oraz charakterystyka układu

W przypadku drugim w generatorach stosuje się obwody zewnętrznego dodatniego sprzężenia zwrotnego (rys. 7.2). W tego rodzaju układach generacyjnych możemy rozpatrywać tranzystor jako wzmacniacz prądowy o wzmocnieniu prądowym $\hat{k}_i$, wzbudzany



Rys. 7.2. Układ generatora tranzystorowego o zewnętrznym dodatnim sprzężeniu zwrotnym za pomocą obwodu o współczynniku sprzężenia β

częścią prądu wyjściowego przez obwód sprzęgający o współczynniku sprzężenia $\hat{\beta}$. Warunek amplitudy i fazy w takim układzie będzie spełniony wówczas, gdy iloczyn

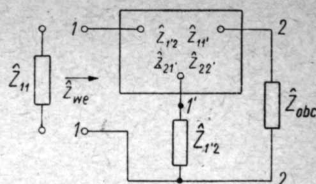
$$\hat{k}_i \hat{\beta} \geqslant 1 . \qquad [7.4]$$

Przyrównując część rzeczywistą i urojoną do zera określamy warunek amplitudy i fazy.

7.2. GENERATORY TRANZYSTOROWE O CZYSTEJ OPORNOŚCI UJEMNEJ

Rozpatrując tranzystor jako czwórnik (rys. 7.3) możemy wyznaczyć dla dowolnej pary zacisków impedancję wejściową w postaci:

$$\hat{z}_{we} = \hat{z}_{11'} - \frac{(\hat{z}_{1'2} + \hat{Z}_{1'2})\hat{z}_{21'}}{\hat{z}_{22'} + \hat{Z}_{obc}}. \quad [7.5]$$



Rys. 7.3. Tranzystor wraz z obwodami zewnętrznymi rozpatrywany jako dwójnik

Jeżeli do zacisków *11* dołączymy impedancję zewnętrzną $\hat{Z}_{11}$, to warunek amplitudy i fazy można określić z równania:

$$\hat{Z}_{11} + \hat{z}_{we} = 0. \quad [7.6]$$

W celu uproszczenia zagadnienia rozpatrzymy zależności [7.5] i [7.6] w przypadku bardzo małych częstotliwości, gdyż wówczas wielkości $\hat{z}_{11'}$, $\hat{z}_{1'2}$, $\hat{z}_{21'}$, $\hat{z}_{22'}$, $\hat{Z}_{1'2}$ i $\hat{Z}_{obc}$ można zastąpić przez oporności $r_{11'}$, $r_{1'2}$, $r_{21'}$, $r_{22'}$ i $R_{1'2}$, R_{obc}, a więc równanie [7.5] można zastąpić następującą zależnością:

$$r_{we} = r_{11'} - \frac{(r_{1'2} + R_{1'2})r_{21'}}{r_{22'} + R_{obc}}. \quad [7.7]$$

Wartość oporności ujemnej może być więc zmieniana przez zmianę oporności zewnętrznych $R_{1'2}$ i R_{obc}.

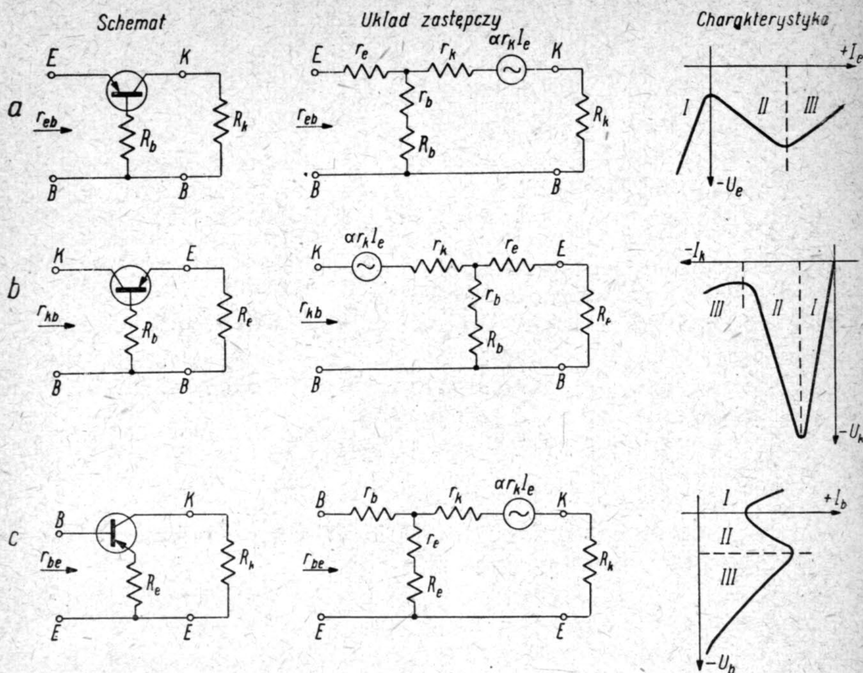
Najczęściej stosowane sposoby połączenia tranzystorów, dające ujemną oporność wejściową, są pokazane na rysunku 7.4.

Na rysunku tym oprócz schematów i układów zastępczych podano również charakterystyki oporowe, wyrażone w postaci zależności między prądem a napięciem wejściowym. Obszary *I*, *II* i *III* oznaczone na wykresach obrazują zachowanie się układów przy różnych wartościach prądów i napięć wejściowych. Istotne znaczenie ma obszar *II*, w którym charakterystyka ma przebieg odpowiadający ujemnej oporności wejściowej.

Charakterystyki oporności ujemnej podane na rysunku 7.4a, b są charakterystykami typu łuku, zaś charakterystyka przedstawiona na rysunku 7.4c jest charakterystyką typu dynatronu.

Najczęściej stosowana jest charakterystyka oporności ujemnej typu łuku, uzyskiwana w układzie podanym na rysunku 7.4a. Tego rodzaju układ stosuje się nie tylko ze względu na dogodne wartości oporności ujemnej, lecz także ze względu na duże wartości amplitudy prądu.

Na przykładzie tego układu rozpatrzymy najbardziej charakterystyczne właściwości generatorów tego typu. Zależność między napięciem U_e a prądem I_e wyznacza się przyjmując dla uproszczenia, że charakterystykę rzeczywistą $U_e = f(I_e)$ (rys. 7.4a) można zastąpić linią łamaną utworzoną przez poszczególne odcinki krzywej w obszarach *I*, *II* i *III*.



Rys. 7.4. Schematy, układy zastępcze i charakterystyki oporowe połączeń tranzystorów dających ujemną oporność wejściową:

a — na zaciskach *EB* tranzystora; b — na zaciskach *KB*; c — na zaciskach *BE*

Odcinek krzywej w obszarze *I* odpowiada ujemnym napięciom emitera, bardzo dużym wartościom oporności emitera r_e i oporności wejściowej r_{eb}. Współczynnik α w tym obszarze jest prawie równy zeru (rys. 7.5).

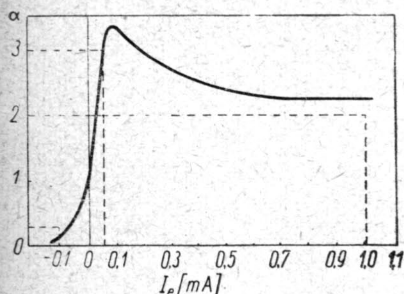
W obszarze *II* oporność wejściowa r_{eb} przybiera wartość ujemną określoną zależnością:

$$\frac{dU_e}{dI_e} = r_{eb} = r_e + r_b + R_b - \frac{(r_b + R_b)(\alpha r_k + r_b + R_b)}{r_k + r_b + R_b + R_k} =$$

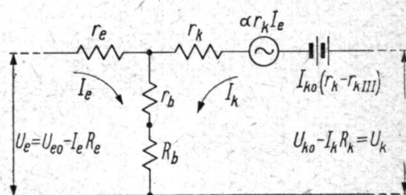
$$= r_e + (r_b + R_b)\left(1 - \frac{\alpha + \dfrac{r_b + R_b}{r_k}}{1 + \dfrac{r_b + R_b + R_k}{r_k}}\right). \qquad [7.8]$$

Ze wzoru [7.8] wynika, że wartość oporności ujemnej r_{eb} zależy od wartości współczynnika α, oporności dodatkowej R_b i stosunku oporności obciążenia R_k do oporności r_k. Zależy nam zwykle na jak największych opornościach ujemnych, przeto oporność R_k należy wybierać możliwie małą, a tranzystory dobierać o jak największych wartościach α i r_k, niezależnych od prądu emitera w dużym zakresie zmian tego prądu.

W obszarze *III* przy rosnących prądach emitera napięcie na kolektorze zmniejsza się wskutek spadku napięcia $-I_k R_k$, przez co zmniejsza się również wartość współczynnika α; jednocześnie maleje wartość oporności kolektora r_k, co widać z przebiegu charakterystyk $U_k = f(I_k)$ dla tranzystora ostrzowego (rys. 2.5).



Rys. 7.5. Zależność współczynnika α od prądu I_e



Rys. 7.6. Układ zastępczy tranzystora służący do obliczania zależności $U_e = f(I_e)$

Zależność między prądem I_e a napięciem U_e można znaleźć rozpatrując układ zastępczy tranzystora przedstawiony na rysunku 7.6. Pisząc równania obwodów i rozwiązując je otrzymujemy następujące wyrażenie:

$$U_e = \left[r_e + R_e + r_b + R_b - \frac{(r_b + R_b)(r_b + R_b + \alpha r_k)}{r_b + R_b + r_k + R_k} \right] I_e + \\ + \frac{U_{k0} + I_{k0}(r_k - r_{kIII})}{r_b + R_b + r_e + R_e} (r_b + R_b), \qquad [7.9]$$

gdzie r_{kIII} jest opornością kolektora w obszarze *III*.

Parametry oporowe przeciętnego tranzystora ostrzowego mają w poszczególnych obszarach następujące wartości:

parametry tranzystora	obszary		
	I	II	III
r_e	100 kΩ	100 kΩ	25 Ω
r_b	160 Ω	160 Ω	50 Ω
r_k	20 kΩ	20 kΩ	70 Ω
a	0	2	0,3

W obszarze *I* zależność [7.9] przyjmuje postać:

$$U_{eI} \approx r_{eI} I_e + \frac{U_{k0}}{R_b + r_e + R_e} R_b , \qquad [7.10]$$

gdyż oporności r_b i R_b są dużo mniejsze od r_{eI}, zaś $r_b \ll R_b$.

W obszarze *II*, w przypadku gdy $r_b \ll R_b$ i $r_e \ll R_b$, wyrażenie [7.9] można zapisać w przybliżeniu:

$$U_{eII} \approx \left[R_b + R_e - \frac{R_b + a r_k}{R_b + r_k + R_k} R_b\right] I_e + \frac{U_{k0} R_b}{R_b + r_e + R_e} . \qquad [7.11]$$

Dla obszaru *III*, przy $r_{kIII} \ll R_b$ i $a_{III} \cdot r_{kIII} \ll R_b$, otrzymamy:

$$U_{eIII} \approx \left[r_{eIII} + R_b - \frac{R_b (R_b + a_{III} \cdot r_{kIII})}{R_b + r_{kIII} + R_k}\right] I_e + \frac{U_{k0} R_b}{R_b + R_e} . \qquad [7.12]$$

Analizując pracę generatora o oporności ujemnej występującej między zaciskami *EB* dojdziemy do wniosku, że generator tranzystorowy może pracować jako: a) generator samowzbudny lub astabilny, b) generator jednostanowy mający tylko jeden stan stabilny, do którego układ wraca samorzutnie, c) generator dwustanowy o dwóch stanach stabilnych kolejno zajmowanych po przyłożeniu odpowiedniej biegunowości impulsów wyzwalających. Każdy z tych przypadków wymaga odpowiedniego doboru elementów układu i napięć polaryzujących.

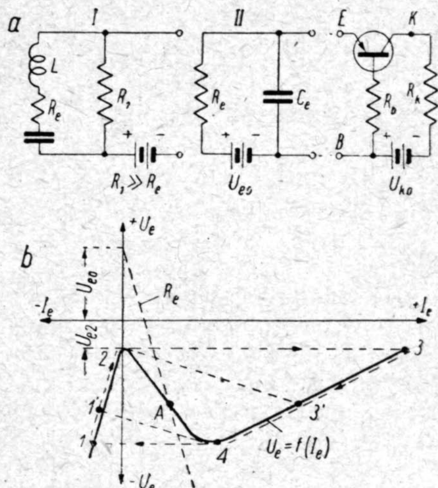
7.2.1. Generatory samowzbudne

Układ generatora samowzbudnego oraz wykresy ilustrujące warunki jego pracy podano na rysunku 7.7.

Oporności obciążenia R_e i napięcie polaryzacji U_{e0} muszą być tak wybrane, aby prosta oporności R_e (rys. 7.7b) przecinała krzywą $U_e = f(I_e)$ w punkcie *A* znajdującym się na opadającej części krzywej, która odpowiada oporności ujemnej. W tym więc przy-

padku musi być w punkcie A spełniony warunek: $R_e > \left|\frac{dU_e}{dI_e}\right|$. Łatwo zauważyć, że napięcie emitera U_e musi być dodatnie w stosunku do bazy.

Jeśli oporność R_e jest opornością szeregowego obwodu rezonansowego LC, włączonego między zaciski EB układu (rys. 7.7a, wariant I), to drgania wzbudzone będą sinusoidalne. Jeśli zaś do



Rys. 7.7. Generator samowzbudny o oporności ujemnej między zaciskami EB:

a — układ elektryczny; b — wykres określający warunki pracy

zacisków EB włączymy układ R_eC_e (rys. 7.7a, wariant II), to w obwodzie powstaną prądowe przebiegi prostokątne lub piłokształtne. Przy częstotliwościach drgań układu dostatecznie małych w porównaniu z częstotliwością graniczną $f_{g\alpha}$, warunek fazy jest ściśle określony przez parametry obwodu rezonansowego. Przy częstotliwościach większych od 0,1 $f_{g\alpha}$ częstotliwość wzbudzonych drgań zależy w bardzo dużym stopniu od kąta fazowego współczynnika wzmocnienia prądowego $\hat{a}$ zgodnie z zależnością:

$$R + j\omega L\left(1 - \frac{\omega_0^2}{\omega^2}\right) + r_e + r_b + R_b - \frac{a_0}{1 + j\frac{f}{f_{ga}}} \cdot \frac{(r_b + R_b)}{1 + \frac{R_k}{r_k}} = 0. \quad [7.13]$$

Dla uproszczenia analizy tej zależności uczynimy $R_b = 0$ i $R_k = 0$, wówczas równanie [7.13] można zapisać w postaci:

$$R + r_e + r_b - \frac{\alpha_0}{1 + \left(\frac{f}{f_{g\alpha}}\right)^2} r_b + j\omega L\left(1 - \frac{\omega_0^2}{\omega^2}\right) + j\frac{f}{f_{g\alpha}} r_b = 0. \quad [7.14]$$

Stąd otrzymamy warunek amplitudy:

$$R + r_e + r_b - \frac{\alpha_0}{1 + \left(\frac{f}{f_{g\alpha}}\right)^2} r_b = 0 \quad [7.15]$$

i warunek fazy:

$$\omega L\left(1 - \frac{\omega_0^2}{\omega^2}\right) + \frac{f}{f_{g\alpha}} r_b = 0. \quad [7.16]$$

Z warunku amplitudy [7.15] wynika, że ze wzrostem częstotliwości wzbudzenie się układu jest coraz trudniejsze, zaś dobroć obwodu rezonansowego powinna być coraz większa.

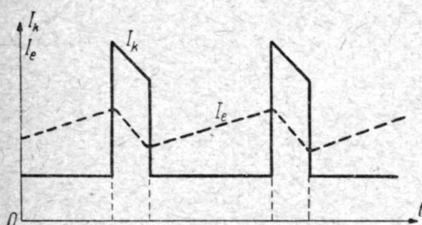
Z warunku fazy [7.16] wynika, że przy zbliżaniu się częstotliwości drgań układu do częstotliwości granicznej $f_{g\alpha}$, obwód pracuje na częstotliwości coraz bardziej odbiegającej od własnej częstotliwości rezonansowej, a więc zmiany parametrów tranzystora w coraz większym stopniu wpływają na częstotliwość generatora.

Przebiegi prądowe w tym generatorze są zbliżone do sinusoidalnych ze względu na dużą impedancję obwodu *LC* dla prądów harmonicznych, natomiast przebiegi napięciowe na oporności ujemnej są odkształcone. Dlatego przy małych amplitudach prądu praca odbywa się w zakresie liniowej części charakterystyki, zaś przy dużych amplitudach bezwzględna wartość oporności ujemnej zmniejsza się.

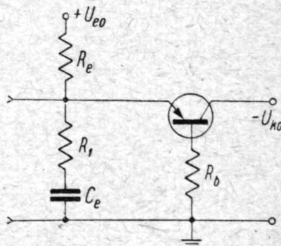
W generatorze przebiegów odkształconych punkt pracy przesuwa się wzdłuż linii łączącej punkty *1, 2, 3, 4* (rys. 7.7b). Proces przebiega w sposób następujący: kondensator C_e ładuje się wzdłuż odcinka *1—2*; z chwilą gdy napięcie na kondensatorze osiąga wartość odpowiadającą punktowi *2*, zaczyna płynąć prąd emitera i wskutek prawie stałego napięcia U_{e2} na kondensatorze punkt pracy przesuwa się lawinowo do punktu *3*. To lawinowe przesuwanie się punktu pracy z punktu *2* do *3* jest skutkiem sprzężenia zwrotnego na oporności $R_b + r_b$. Prąd emitera wywołuje bowiem wzrost prądu kolektora, co jest równoznaczne z doprowadzeniem do emitera dodatkowego napięcia wywołującego dalszy wzrost prądu emitera aż do takiej wartości, przy której współczynnik α

maleje na tyle, że przyrosty napięcia na oporności $r_b + R_b$ wywołane prądem emitera i kolektora równoważą się. Kondensator C_e zaczyna się wówczas rozładowywać wzdłuż odcinka *3—4*. W punkcie *4* ze względu na małą wartość współczynnika α prąd emitera maleje do zera i układ wraca do punktu *1*.

Kształt otrzymywanych impulsów prądowych na obciążeniu kolektora R_k przedstawiono na rysunku 7.8. Pochylenie krawędzi szczytowej impulsu wynika ze zmiany prądu emitera na odcinku *3—4*. Można ten niepożądany kształt impulsu zmienić włącza-



Rys. 7.8. Przebieg impulsów prądowych w obwodzie kolektora i emitera



Rys. 7.9. Układ generatora samowzbudnego korygujący kształt impulsu

jąc szeregowo z kondensatorem C_e oporność R_1 (rys. 7.9) oraz usuwając oporność R_k. Wskutek tego zmiana prądu przebiega nie wzdłuż prostej *2—3*, lecz wzdłuż prostej *2—3'* (rys. 7.7b). Pochylenie tej prostej jest zależne od wartości oporności R_1.

Czas narastania impulsu zależy od częstotliwości granicznej tranzystora. Lawinowość procesu narastania zależy bowiem od czasu przelotu nośników od emitera do kolektora — a więc od częstotliwości granicznej.

Czas zanikania impulsu zależy od stopnia zmagazynowania nośników w obszarze bazy, a więc od wielkości doprowadzonego do emitera impulsu. Gdy przy dużych prądach emitera napięcie na kolektorze staje się bliskie zeru, to w obszarze bazy występuje nagromadzenie nośników mniejszościowych, których nie da się natychmiast usunąć z tego obszaru.

Inaczej mówiąc częstotliwość graniczna tranzystora przy narastaniu sygnału jest inna i znacznie większa od częstotliwości granicznej tranzystora przy zanikaniu sygnału. Stąd wynika również pewna minimalna długość impulsu (zależna od amplitudy prądu emitera), poniżej której nie udaje się zejść.

Czas narastania w tranzystorach ostrzowych o częstotliwości granicznej $f_{g\alpha} > 2$ MHz wynosi mniej niż 0,2 μ sek, zaś czas zanikania impulsu może wynosić ponad 4 μ sek.

Przyjmując oznaczenia podane na rysunku 7.7b znajdujemy czas trwania przerwy t_1 między impulsami kolektora z zależności:

$$t_1 = \frac{R_e R'_{we}}{R_e + R'_{we}} C_e \ln \frac{U_{e_4}(R_e + R'_{we}) - (U_{e_2} R_e + U_{e0} R'_{we})}{U_{e_2}(R_e + R'_{we}) - (U_{e_2} R_e + U_{e0} R'_{we})}, \qquad [7.17]$$

gdzie oporność R'_{we} jest nachyleniem prostej *1—1′—2* i wynosi zwykle około 200 kΩ.

Czas trwania impulsu można określić z równania:

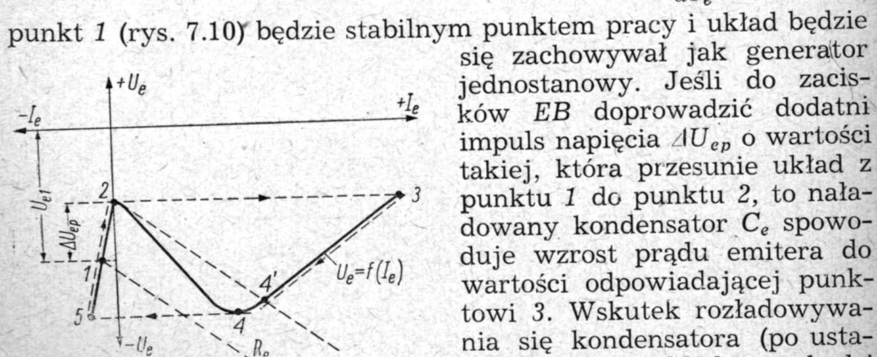
$$t_2 = \frac{R_e R''_{we}}{R_e + R''_{we}} C_e \ln \frac{U_{e2}(U_e + R''_{we}) - (U_{eb} R_e + U_{e0} R''_{we})}{U_{e_4}(R_e + R''_{we}) - (U_{eb} R_e + U_{e0} R''_{we})}, \qquad [7.18]$$

gdzie oporność R''_{we} odpowiada nachyleniu prostej *3—4* i wynosi przeciętnie około 2 kΩ.

Czas powtarzania przebiegów t równa się sumie czasów $t_1 + t_2$.

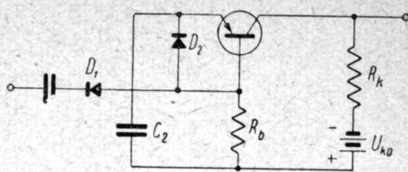
7.2.2. Generatory jednostanowe

Jeśli u wkładzie podanym na rysunku 7.7a odwrócić bieguny baterii U_{e0} i dobrać taką wartość oporności R_e, żeby prosta oporności R_e mogła przeciąć charakterystykę $U_e = f(I_e)$ w dwóch punktach *2* i *4′* (rys. 7.10) i jeśli jednocześnie dobrać taką polaryzację U_{e1}, aby prosta R_e nie przecinała charakterystyki $U_e = f(I_e)$ w obszarze dodatnich wartości I_e, to jest, aby $R_e < \frac{dU_e}{dI_e}$, wówczas punkt *1* (rys. 7.10) będzie stabilnym punktem pracy i układ będzie się zachowywał jak generator jednostanowy. Jeśli do zacisków *EB* doprowadzić dodatni impuls napięcia ΔU_{ep} o wartości takiej, która przesunie układ z punktu *1* do punktu *2*, to naładowany kondensator C_e spowoduje wzrost prądu emitera do wartości odpowiadającej punktowi *3*. Wskutek rozładowywania się kondensatora (po ustaniu impulsu) układ przechodzi wzdłuż krzywej $U_e = f(I_e)$ do punktu *4*, a stąd do punktu *5* i do wyjściowego punktu *1*.



Rys. 7.10. Wykres określający warunki pracy generatora jednostanowego

Jeśli chcemy uniezależnić długość impulsu wyjściowego od długości impulsu wejściowego, to osiągnąć to możemy za pomocą diody D_1 odgrywającej rolę elementu izolującego oba obwody. Czas rozładowania określony przez stałą czasu $r_{el}C_e$ można skrócić przez zastosowanie diody D_2 (rys. 7.11).



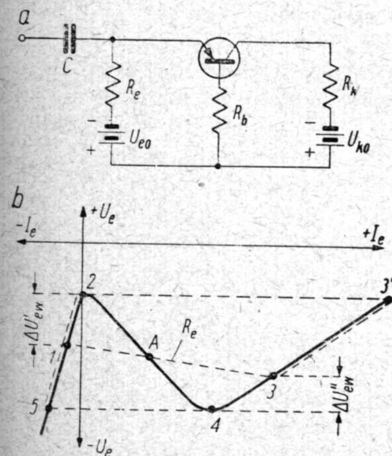
Rys. 7.11. Układ generatora jednostanowego uniezależniający długość impulsu wyjściowego od długości impulsu wejściowego

7.2.3. Generatory dwustanowe

Jeśli punkt pracy tranzystora i wartość oporności R_e (rys. 7.12a) zostaną tak wybrane, aby prosta oporu przecinała charakterystykę $U_e = f(I_e)$ w trzech punktach *1*, *A* i *3* (rys. 7.12b), to układ będzie się zachowywał jak generator dwustanowy. Dwa punkty *1* i *3* odpowiadają stabilnej pracy układu, zaś trzeci punkt *A* odpowiada pracy niestabilnej; przy tym musi być zachowany warunek, aby:

$$R_e < \left|\frac{dU_e}{dI_e}\right|,$$

a kondensator C_e musi być usunięty z układu.



Rys. 7.12. Generator dwustanowy: a — układ; b — wykres określający sposób pracy generatora

Przejście z jednego stanu trwałego w punkcie *1* do drugiego stanu trwałego w punkcie *3* wymaga wprowadzenia dodatniego impulsu o wartości nie mniejszej niż $\Delta U'_{ew}$.

Przez cały czas trwania impulsu układ pozostaje w punkcie *3'*, a po ustaniu impulsu przechodzi do punktu *3*. Powrót układu z punktu *3* do punktu *1* wymaga przyłożenia impulsu ujemnego o amlitudzie przekraczającej wartość $\Delta U''_{ew}$. W czasie trwania impulsu układ pozostaje w punkcie *5*, a następnie przechodzi do punktu *1* (rys. 7.12b). Minimalna wartość napięcia wyzwalającego zależy od szerokości impulsu wyzwalającego i określona jest zależnością:

$$\Delta U'_{ew\,min} = \frac{\Delta U'_{ew}}{1 - e^{-\tau\omega}}. \qquad [7.19]$$

To samo dotyczy wartości $\Delta U''_{ew}$.

Ze względu na zjawisko nasycenia się tranzystora wskutek magazynowania nośników w obszarze bazy, długość impulsu nie może być mniejsza od minimalnej wartości T_{min} określonej wzorem:

$$T_{min} = \tau_1 \ln \frac{\alpha I_e (R_b + R_k)}{U_{k9}}, \qquad [7.20]$$

gdzie τ_1 jest czasem zanikania impulsu i wynosi od 1 do 10 μ sek.

Generatory tego rodzaju ze względu na odmienną biegunowość impulsów wyzwalających w punktach *1* i *3* nadają się doskonale do układów magazynujących informację przez czas nieokreślony. Układ bowiem po przejściu z jednego stanu do drugiego nie reaguje na dalsze impulsy o tej samej biegunowości.

7.2.4. Wpływ parametrów tranzystora na powtarzalność właściwości generatorów

Największy wpływ na wartość oporności ujemnej mają współczynnik α i oporność r_k. Rozrzut tych parametrów w tranzystorach ostrzowych jest dość duży; dotyczy to szczególnie oporności r_k. Zmiana parametru r_k wpływa w znacznym stopniu na wartość napięcia wyzwalającego. W związku z tym należy dążyć do tego, aby temperatura otoczenia uległa możliwie małym zmianom i aby tranzystor pracował przy mocach traconych w kolektorze dużo mniejszych od mocy admisyjnej.

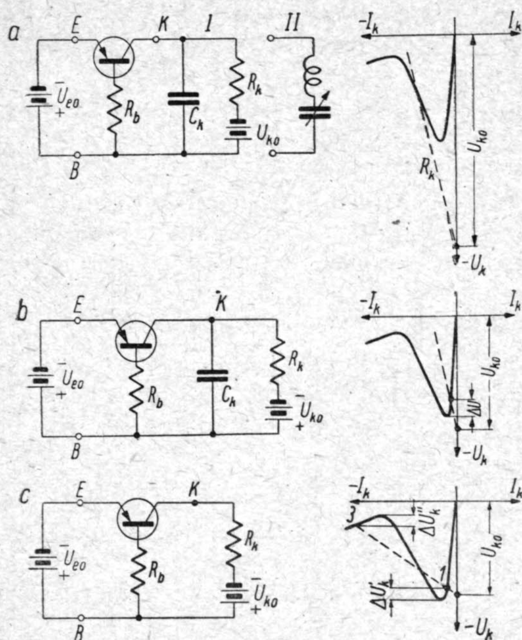
7.2.5. Inne rodzaje generatorów o czystej oporności ujemnej

Analizę podobną do przeprowadzonej dla układu o oporności ujemnej między zaciskami *EB* można przeprowadzić dla układów o oporności ujemnej między zaciskami *KB* i *BE*. W obu przypadkach możemy tak dobrać warunki pracy (oporność obciążenia i napięcie polaryzujące), aby układ pracował jako samowzbudny, jednostanowy lub dwustanowy. Oba te układy dają mniejsze oporności ujemne niż układ poprzedni i mniejszą moc wyjściową.

W układzie o oporności ujemnej między zaciskami *KB* (rys. 7.13) wartość tej oporności jest określona wzorem:

$$r_{we} = r_k + r_b + R_b - \frac{(r_b + R_b)(\alpha r_k + r_b + R_b)}{r_e + r_b + R_b + R_e}. \qquad [7.21]$$

Zmieniając wartości oporności R_b i R_e możemy zmieniać wartość oporności ujemnej. Warunki, jakim musi odpowiadać układ, aby generator był samowzbudny, jednostanowy lub dwustanowy, ilustrują odpowiednie rysunki 7.13a, b i c.



Rys. 7.13. Generator o oporności ujemnej między zaciskami *KB:*

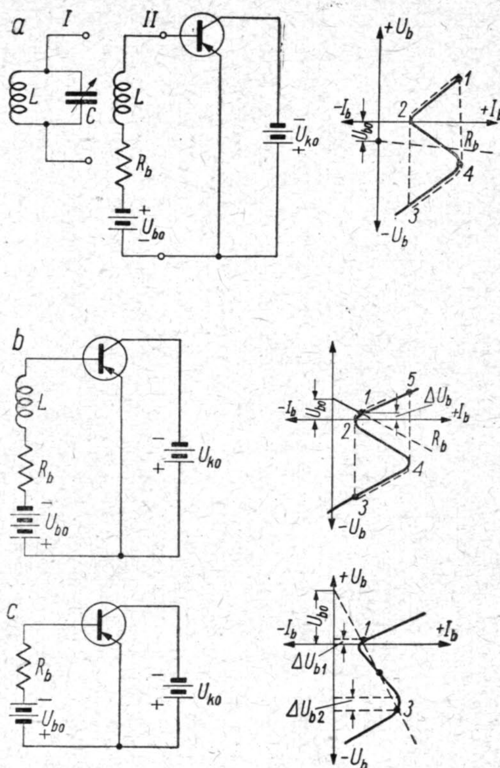
a — układ i wykres pracy w przypadku generatora samowzbudnego; b — układ i wykres pracy w przypadku generatora jednostanowego; c — układ i wykres pracy w przypadku generatora dwustanowego

W układzie o oporności ujemnej między zaciskami *BE* (rys. 7.14) wartość oporności ujemnej określa się wzorem:

$$r_{we} \approx r_b + R_b + r_e + R_e + \frac{(r_e + R_e)(\alpha - 1) r_k}{R_k + r_e + R_e + (1 - \alpha) r_k}. \quad [7.22]$$

Tu również zmieniając wartość oporności R_b, R_e i R_k możemy wpływać na wartość oporności ujemnej. Warunki, jakie powinien spełniać układ, aby zapewnić jeden z trzech omawianych poprzednio sposobów pracy, można określić z rysunków 7.14a, b i c.

W obu przypadkach generatorów *KB* i *BE*, zależnie od tego, czy stosuje się układ *RL* lub *RC*, czy też obwód rezonansowy, drgania mają przebieg odkształcony lub sinusoidalny. W generatorach *KB* stosuje się obwody rezonansu szeregowego, zaś w generatorach *BE* obwody rezonansu równoległego.



Rys. 7.14. Generator o oporności ujemnej między zaciskami *BE*:

a — układ i wykres pracy w przypadku generatora samowzbudnego; b — układ i wykres pracy w przypadku generatora jednostanowego; c — układ i wykres pracy w przypadku generatora dwustanowego

W obu przypadkach impulsy wyzwalające generator dwustanowy w każdym z dwu stanów stabilnych muszą mieć odmienną biegunowość.

7.3. GENERATORY TRANZYSTOROWE O SPRZĘŻENIU ZWROTNYM ZA POMOCĄ OBWODÓW ZEWNĘTRZNYCH

W układach o sprzężeniu zwrotnym za pomocą obwodu zewnętrznego spotykamy dwa zasadnicze sposoby sprzężenia: a) za pomocą dzielnika indukcyjnego (układ Hartleya), b) za pomocą dzielnika pojemnościowego (układ Colpittsa).

Na tych dwu przykładach rozpatrzymy dwie różne metody rozwiązywania zagadnień generacji.

Rozpatrzymy najpierw układ generatora o dzielniku pojemnościowym (rys. 7.15a) i równoważny mu układ zastępczy (rys. 7.15b).

Obliczamy iloczyn $\hat{k}\,\hat{\beta}$ dla tego układu. Współczynnik $\hat{\beta}$ znajdujemy z równania:

$$\hat{\beta} = \frac{\hat{I}_3}{\hat{I}_1}. \qquad [7.23]$$

Z równań obwodów, eliminując prąd I_2, otrzymamy z kolei:

$$\frac{\hat{I}_3}{\hat{I}_1} = \frac{j\omega L + r_b j\omega C_1\left(j\omega L + \dfrac{1}{j\omega C_1} + \dfrac{1}{j\omega C_2}\right)}{(1 + j\omega C_1 r_e + j\omega C_1 r_b)\left(j\omega L + \dfrac{1}{j\omega C_1} + \dfrac{1}{j\omega C_2}\right) - \dfrac{1}{j\omega C_1}}. \qquad [7.24]$$

Wzmocnienie $\hat{k}_i$ jest równe $\hat{\alpha}$.

Po podstawieniu wartości na $\hat{k}_i$ i $\hat{\beta}$ i po przekształceniach otrzymujemy:

$$\begin{aligned} &\hat{\alpha}\frac{L}{C_1} + \hat{\alpha} r_b\left(j\omega L + \frac{1}{j\omega C_1} + \frac{1}{j\omega C_2}\right) = \\ &= \frac{L}{C_1} - \frac{1}{\omega^2 C_1 C_2} + (r_e + r_b)\left(j\omega L + \frac{1}{j\omega C_1} + \frac{1}{j\omega C_2}\right). \end{aligned} \qquad [7.25]$$

Jak wynika z tego wyrażenia, częstotliwość drgań zależy od kąta fazowego współczynnika $\hat{\alpha}$.

Dla częstotliwości $f \ll f_{g\alpha}$ współczynnik $\hat{\alpha} = \alpha_0$ i z równania [7.25] otrzymuje się warunek fazy:

$$\omega^2 = \frac{1}{L}\left(\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2}\right) \qquad [7.26]$$

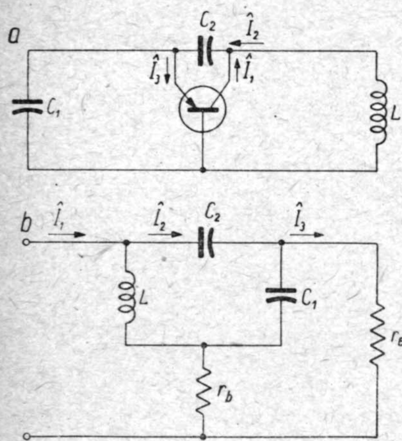
i warunek amplitudy:

$$\frac{C_2}{C_1} = \frac{\alpha_0}{1 - \alpha_0}. \qquad [7.27]$$

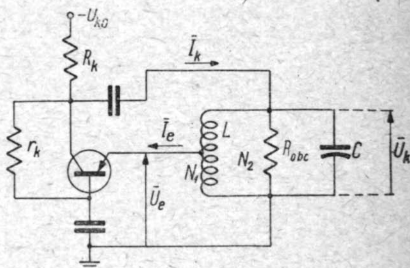
Warunki te w sposób wystarczający określają dzielnik pojemnościowy.

Rozpatrzymy teraz układ generatora o dzielniku indukcyjnym przedstawiony na rysunku 7.16. Załóżmy, że odczep będzie wykonany w ten sposób, że stosunek liczby zwojów między bazą a emiterem N_1 do całkowitej liczby zwojów N_2 wynosi n.

Obliczmy wypadkową przewodność obwodu rezonansowego o oporności dynamicznej R_{obc} i równolegle połączonych oporności: oporności dynamicznej kolektora r_{kd} i przetran-



Rys. 7.15. Generator o dzielniku pojemnościowym:
a — schemat; b — układ zastępczy



Rys. 7.16. Schemat generatora o dzielniku indukcyjnym

sformowanej oporności dynamicznej emitera $\frac{r_{ed}}{n^2}$:

$$G_w = \frac{1}{R_{obc}} + \frac{1}{r_{kd}} + \frac{n^2}{r_{ed}}. \qquad [7.28]$$

Wzbudzenie drgań nastąpi w wypadku, gdy będzie spełniony warunek:

$$\frac{1}{R_{obc}} + \frac{1}{r_{kd}} + \frac{n^2}{r_{ed}} = 0. \qquad [7.29]$$

Biorąc pod uwagę, że:

$$r_{kd} = \frac{\overline{U}_k}{\overline{I}_k}, \quad a_d \overline{I}_e = -\overline{I}_k \quad \text{oraz} \quad n\overline{U}_k = \overline{U}_e$$

i podstawiając te zależności w równanie [7.29] otrzymamy:

$$n^2 - a_d n + \frac{r_{ed}}{R_{obc}} = 0, \qquad [7.30]$$

gdzie a_d jest dynamicznym wzmocnieniem prądowym układu przy założeniu, że częstotliwość drgań $f \ll f_{ga}$.

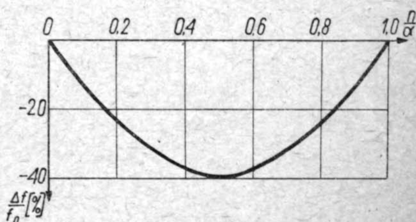
Z warunku [7.30] znajdujemy wyrażenie na przekładnię n na granicy powstawania drgań w postaci:

$$n = \frac{a_d}{2}\left(1 \pm \sqrt{1 - 4\frac{r_{ed}}{a_d^2 R_{obc}}}\right). \qquad [7.31]$$

Gdy równoległa oporność R_{obc} osiąga minimalną wartość równą $4\frac{r_{ed}}{a_d^2}$, przekładnia n wynosi $\frac{a_d}{2}$.

Wpływ parametrów tranzystora na częstotliwość generatora można również określić uwzględniając reaktancje wnoszone do obwodu przez emiter i kolektor oraz uwzględniając kąt fazowy współczynnika $\hat{a}$. Ścisłe rozważania przeprowadzone dla tego rodzaju układu wskazują na bardzo znaczną zależność częstotliwości od stosunku $\frac{n}{a}$. Zależność tę przedstawiono na rysunku 7.17.

Jak z rozważań powyższych wynika, najlepszą stałość częstotliwości uzyskuje się stosując duże wartości współczynnika a i oporności dynamicznej obwodu R_{obc}, co umożliwia bardzo słabe sprzężenie z obwodem. Duża zmiana częstotliwości przy zwiększaniu sprzężenia obwodu emitera z obwodem rezonansowym wynika z bocznikującego działania stosunkowo małej oporności wejściowej emitera włączonego do części cewki indukcyjnej.



Rys. 7.17. Zależność częstotliwości drgań od wartości stosunku $\frac{n}{a}$

7.4. STAŁOŚĆ CZĘSTOTLIWOŚCI GENERATORÓW TRANZYSTOROWYCH

Stałość częstotliwości generatorów tranzystorowych, podobnie jak i generatorów lampowych, zależy od stałości parametrów tranzystora oraz stałości napięć źródeł zasilania. W przypadku generatorów tranzystorowych dochodzi jeszcze jeden bardzo istotny czynnik, a mianowicie wpływ temperatury otoczenia. W generatorach lampowych uwzględnia się oddziaływanie temperatury jedynie na częstotliwość rezonansową obwodu, nie wpływa ona natomiast na parametry lampy. W generatorach tranzystorowych wpływ temperatury otoczenia na parametry tranzystora, w szczególności na oporność kolektora r_k, jest bardzo duży. Towarzyszy temu bardzo znaczna zmiana wartości oporności ujemnej. Kształt charakterystyki oporności ujemnej wpływa na zawartość harmonicznych, a więc wpływa również na częstotliwość drgań.

Ze wzoru podanego przez J. Groszkowskiego:

$$\sum_{2}^{\infty} \cdot \psi_m (k^2)\, m_k\, \delta_{mk} = 0 ,$$

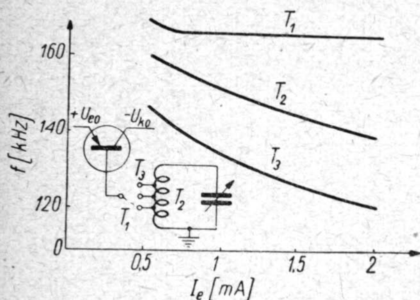
gdzie: $\psi_m(k^2)$ — funkcja rzędu harmonicznych, uzależniona od przebiegu charakterystyki oporności ujemnej;
m_k — procent k-tej harmonicznej;
δm_k — procentowy przyrost harmonicznych;

wynika, że warunkiem stałości częstotliwości drgań generatora jest stałość zawartości harmonicznych lub stałość przyrostu harmonicznych. Ponieważ zasadniczy wpływ na zawartość harmonicznych wywołują zmiany temperatury, należy utrzymywać nie tylko temperaturę otoczenia możliwie stałą (termostat), lecz także utrzymywać stałą amplitudę oscylacji, od której zależy moc tracona w tranzystorze, a więc i temperatura przejść p-n kolektora i emitera.

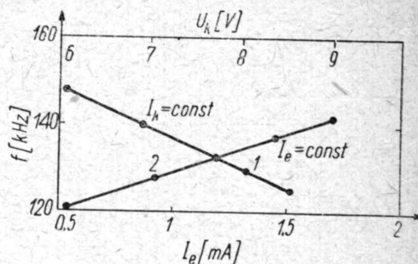
Dużą stałość częstotliwości uzyskuje się przez zastosowanie obwodów słabo sprzężonych z tranzystorem o bardzo dużej dobroci. Wpływ sprzężenia na stałość częstotliwości drgań generatora tranzystorowego ilustruje rysunek 7.18.

Ze względu na bardzo duży wpływ kąta fazowego współczynnika $\hat{\alpha}$ należy stosować w generatorach tranzystory o możliwie dużej częstotliwości granicznej, spełniającej warunek $\frac{f}{f_{ga}} < 0{,}1$. Ze względu zaś na duży wpływ napięć zasilających na częstotliwość drgań (rys. 7.19) pożądana jest ich duża stałość. Zmiany napięć

polaryzujących emiter i kolektor wywołują w przypadku tranzystorów ostrzowych przyrosty częstotliwości o przeciwnych znakach, co stwarza możliwość kompensacji. Z dotychczasowych rozważań wynika, że zmianie napięcia zasilania towarzyszy zmiana

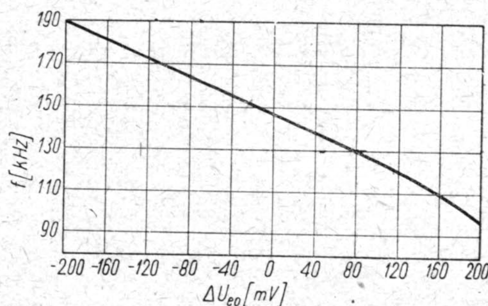


Rys. 7.18. Przedstawienie wpływu sprzężenia na zależność częstotliwości drgań od napięcia na emiterze



Rys. 7.19. Wpływ napięć zasilających przy silnym sprzężeniu tranzystora z obwodem rezonansowym na częstotliwość drgań:

1 — w zależności od prądu emitera; 2 — w zależności od napięcia kolektora

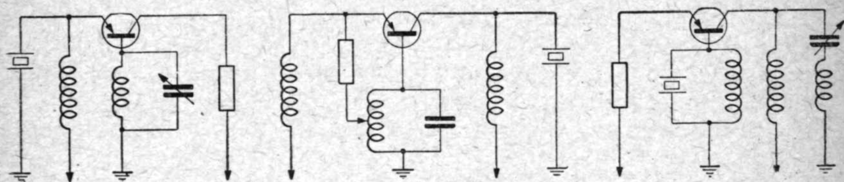


Rys. 7.20. Zależność częstotliwości generatora od napięcia emitera

częstotliwości generatora. Jeżeli więc zastosować do generatora tranzystorowego modulację amplitudy, to towarzyszyć temu będzie jednoczesna modulacja częstotliwości (i odwrotnie), co ilustruje rysunek 7.20.

7.5. GENERATORY TRANZYSTOROWE STABILIZOWANE PIEZOELEKTRYCZNIE

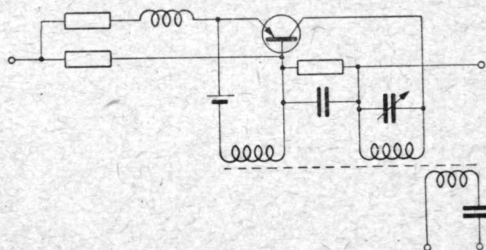
Z rozważań w poprzednim punkcie wynika, że generatory tranzystorowe mają stałość częstotliwości dużo gorszą od stałości generatorów lampowych. Dlatego też zastosowanie w tych generatorach elementu piezoelektrycznego umożliwia znaczną poprawę stałości częstotliwości. W tego rodzaju generatorach stosuje się często tranzystory warstwowe, gdyż umożliwiają one pracę przy bardzo małych mocach źródła zasilania.



Rys. 7.21. Przykłady generatorów tranzystorowych stabilizowanych za pomocą elementu piezoelektrycznego (tranzystory ostrzowe)

Na rysunku 7.21 podano przykłady układów generatorów tranzystorowych stabilizowanych piezoelektrycznie, wykonanych na tranzystorach ostrzowych.

Schemat generatora stabilizowanego piezoelektrycznie, wykonanego na tryzystorze warstwowym, przedstawiono na rysunku 7.22.



Rys. 7.22. Schemat generatora na tranzystorze warstwowym stabilizowany piezoelektrycznie

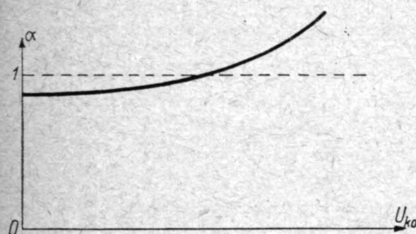
Generator ten na częstotliwości $f = 245{,}9$ kHz przy zasilaniu z 6-woltowej baterii i przy poborze mocy około 36 mW daje moc na wyjściu równą około 7 mW.

Układ generatora pracuje zadowalająco do temperatury 50°C i wykazuje stałość częstotliwości wynoszącą $3 \cdot 10^{-7}$ Hz przy zmianie napięcia zasilania o 10%.

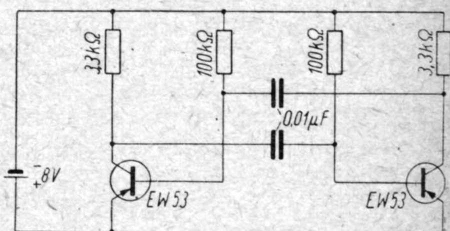
W układzie tym transformator zaprojektowano w ten sposób, aby uzyskać duże tłumienie harmonicznych.

7.6. GENERATORY PRZEBIEGÓW ODKSZTAŁCONYCH NA TRANZYSTORACH WARSTWOWYCH

Ze względu na większą pewność działania tranzystorów warstwowych prowadzi się obecnie prace zmierzające do opracowania typu tranzystora o współczynniku α większym od jedności. Umożliwiłoby to stosowanie tranzystorów warstwowych w układach opracowanych dla tranzystorów ostrzowych. Przy zastosowaniu odpowiedniej technologii otrzymuje się tranzystory stopowe, których współczynnik α zależy od napięcia kolektora w sposób przedstawiony na rysunku 7.23.



Rys. 7.23. Zależność współczynnika α od napięcia U_k dla tranzystorów stopowych przeznaczonych do pracy w układach generacyjnych



Rys. 7.24. Schemat generatora przebiegów prostokątnych, wykonanego na tranzystorach warstwowych

Powstawanie wartości α większych od jedności tłumaczy się zjawiskami powielania nośników w obszarze bariery kolektor-baza (współczynnik α^* przyjmuje wartości większe od jedności).

Zwykłe tranzystory warstwowe mogą być zastosowane w układach generujących prądowe przebiegi prostokątne, zestawionych w taki sam sposób jak układy lampowe (typu Eccles—Jordan) na rysunku 7.24. Wadą tego rodzaju układów jest to, że wymagają one użycia dwóch tranzystorów i bardzo dużej liczby elementów takich, jak oporniki i kondensatory, co ogromnie podraża koszt wykonania urządzeń składających się z większej liczby takich układów (np. w maszynach matematycznych). Maksymalna częstotliwość pracy poza tym jest niższa niż w układach z tranzystorami ostrzowymi.

Czasy narastania, a zwłaszcza zanikania impulsu, są dużo większe przede wszystkim wskutek znacznego magazynowania nośników w obszarze bazy. Przeciwdziała się temu przez taką modyfikację układu, dzięki której napięcia na kolektorze są zawsze większe od napięcia nasycenia, a więc magazynowanie nośników w obszarze bazy nie występuje.

LITERATURA

1. *A. Anderson:* Transistors in Switching Circuits. PIRE, nr 11, 1952.
2. *W. Chow, F. J. Suran:* Transient Analysis Junction Transistor Amplifiers. PIRE, September, 1953.
3. *G. Mc Duffie:* Pulse Duration and Repetition Rate of a Transistor Multivibrator, PIRE, November, 1952.
4. *J. Ebers, J. Moll:* Large-Signal Behaviour of Junction Transistors, PIRE, December, 1954.
5. *B. Farley:* Dynamics of Transistor Negatiwe-Resistance Circuits. PIRE, November, 1952.
6. *R. Kretzmer:* An Amplitude-Stabilized Transistor Oscillator. PIRE, February, 1954.
7. *S. Kramer:* Designing Transistor Relaxation Oscillators. Tele-Tech., May, 1954.
8. *F. Wiliams, G. Chaplin:* A Method of Designing Transistor Trigger Circuit. Proc. Inst. Electr. Eng., nr 66, 1953.
9. *M. Strutt:* Transistoren, 1954.

Rozdział 8

PRZYKŁADY URZĄDZEŃ TRANZYSTOROWYCH

8.1. TRANZYSTORY W URZĄDZENIACH RADIOKOMUNIKACYJNYCH

Z dotychczasowych rozważań wynika, że tranzystor może spełniać te wszystkie funkcje, które spełnia lampa elektronowa; ma on jednak tę ogromną zaletę, że nie wymaga żarzenia oraz może pracować z niemal 50-procentową sprawnością przy bardzo małych poziomach mocy wzmacnianego sygnału (wynoszących kilkaset mikrowatów). Dzięki temu jest możliwe uzyskanie bardzo dużej sprawności energetycznej całego urządzenia, zależnej właściwie od sprawności energetycznej stopnia wyjściowego, oraz możliwa jest daleko posunięta miniaturyzacja podzespołów, a w szczególności oporników, transformatorów i kondensatorów, których napięcie pracy nie przekracza 12 V.

Duża odporność na wstrząsy (tranzystory wytrzymują przyspieszenie dochodzące do 1000 g) i spodziewana bardzo duża trwałość* powodują ponadto, że zastosowanie tranzystorów staje się bardzo atrakcyjne w szeregu urządzeń. Zmniejszenie wpływu wahań temperatury na właściwości elektryczne przyrządów półprzewodnikowych przez spodziewane już w niedalekiej przyszłości wprowadzenie do produkcji na szeroką skalę mniej wrażliwych na wpływy temperatury przyrządów półprzewodnikowych krzemowych lub wykonanych na stopach germanu z krzemem oraz obniżenie kosztów produkcji umożliwi masowe zastosowanie tych przyrządów w szeregu urządzeń radio- i telekomunikacyjnych.

W chwili obecnej zastosowanie tranzystorów w szeregu urządzeń jest jeszcze niemożliwe ze względu na ograniczone pasmo wzmacnianych częstotliwości. Tylko bowiem kilka typów tranzystorów obecnie produkowanych ma częstotliwość graniczną powyżej

* Według statystyki z roku 1954 mniej niż 2% oddanych do eksploatacji tranzystorów uległo uszkodzeniu.

10 MHz (maksymalne wartości częstotliwości granicznej osiągane dla kilku innych typów wynoszą 20 i 50 MHz). Poważną wadą tranzystorów o dużej częstotliwości granicznej jest znaczne ograniczenie mocy admisyjnej, wynikające przede wszystkim z konieczności stosowania małych napięć kolektora, które nie mogą ze względu na możliwość przebicia barier emiter-kolektor przekroczyć 6 V. Małe przekroje przejść *p-n* ograniczają również maksymalną wartość prądu płynącego przez te przejścia. Te przyczyny zmniejszają moce admisyjne tego typu tranzystorów do wartości od 25 do 50 mW. Większość producentów ze względu na pewność działania zaleca stosowanie niższych napięć kolektora wynoszących od 1,5 do 3 V.

Te względy ograniczają zastosowanie tranzystorów wielkiej częstotliwości wyłącznie do urządzeń odbiorczych i generatorów częstotliwości.

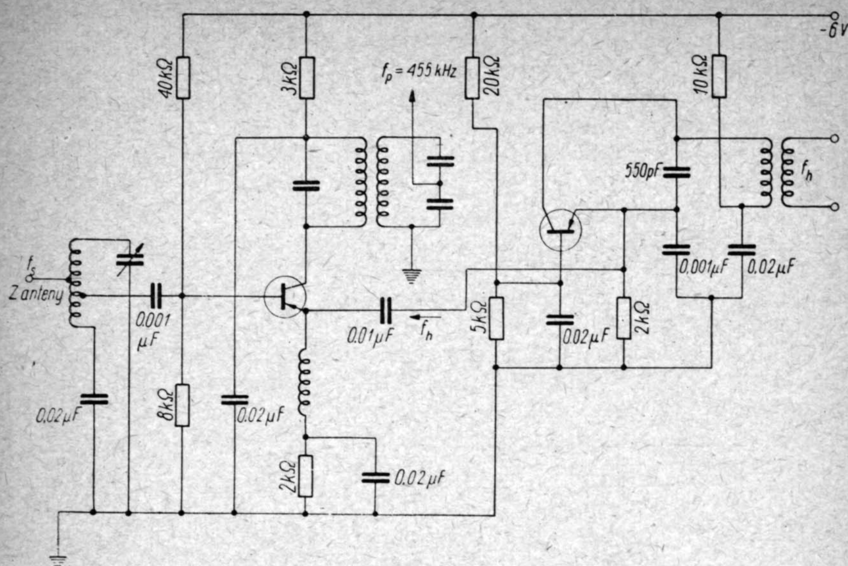
Postępy poczynione ostatnio w technologii tranzystorów warstwowych, otrzymywanych metodą dyfuzji dwóch domieszek (rozdział 4), pozwalają oczekiwać znacznego wzrostu mocy i częstotliwości granicznej w ciągu najbliższego okresu czasu (podczas badania prototypów uzyskano moce około 400 mW przy 100 MHz).

8.1.1. Tranzystory w urządzeniach odbiorczych

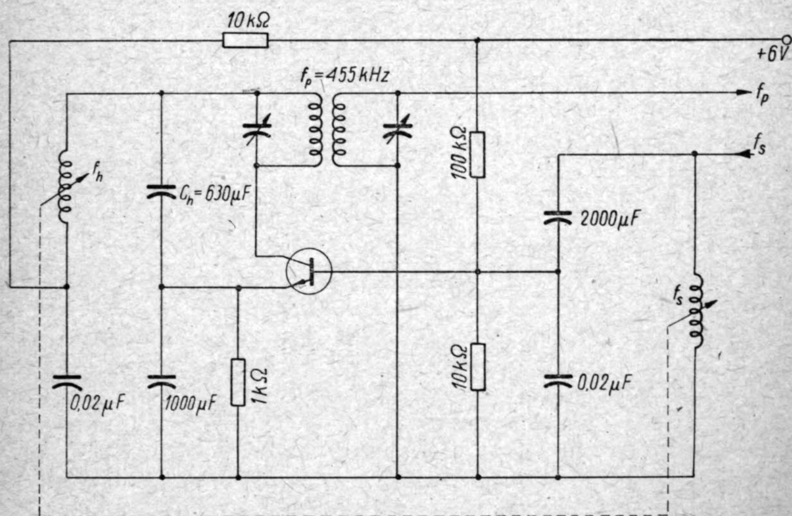
Zajmiemy się teraz omówieniem urządzeń odbiorczych wykonanych na tranzystorach. Zastosowanie tranzystorów w urządzeniach odbiorczych ogranicza się głównie do przenośnych urządzeń odbiorczych o małej mocy wyjściowej nie przekraczającej 200 mW i o czułości około 200 μV oraz do odbiorników samochodowych o mocy wyjściowej powyżej 1W i czułości kilkunastu mikrowoltów.

W odbiornikach tych stosuje się stopień przemiany częstotliwości, co najmniej trzy stopnie wzmocnienia częstotliwości pośredniej, stopień detekcyjny, który jednocześnie jest stopniem wzmocnienia małej częstotliwości, i przynajmniej dwa stopnie wzmocnienia małej częstotliwości. Ostatni stopień jest przy tym prawie zawsze wykonywany w układzie przeciwsobnym, co zwiększa ogólną sprawność urządzenia. W lepszych odbiornikach samochodowych dodaje się jeszcze jeden stopień wzmocnienia wielkiej częstotliwości. Liczba stosowanych w odbiorniku tranzystorów wynosi 8 lub 9. Odbiornik zasilany jest z baterii suchej o napięciu od 6 do 9 V lub — w przypadku odbiorników samochodowych — z akumulatora o napięciu 6 albo 12 V.

Zakres częstotliwości pracy tych odbiorników wynosi przeważnie od 550 do 1500 kHz. W związku z uruchomieniem produkcji



Rys. 8.1. Mieszacz zasilany z obcej heterodyny



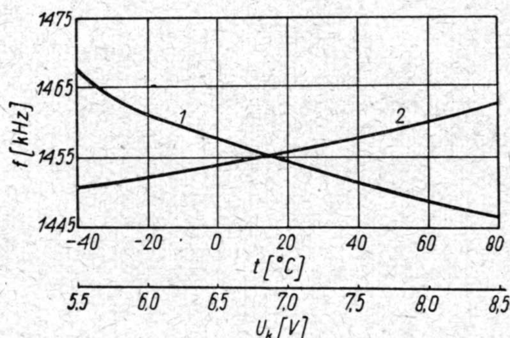
Rys. 8.2. Mieszacz zasilany z własnej heterodyny

tranzystorów o częstotliwości granicznej powyżej 20 MHz należy oczekiwać, że zakres częstotliwości 6 ÷ 20 MHz zostanie włączony do tego typu odbiorników.

Stopień mieszacza może być zasilany z obcej lub własnej heterodyny. Przykład mieszacza zasilanego z obcej heterodyny przedstawiono na rysunku 8.1, zaś z własnej heterodyny — na rysunku 8.2.

Heterodyna obca, jak i własna musi spełniać warunek dostatecznej stałości częstotliwości, co osiąga się stosując obwód rezonansowy o możliwie dużej dobroci, odpowiednią polaryzację elektrod i wybór takiego zaczepu na cewce, który zapewnia dostatecznie słabe sprzężenie obwodu z tranzystorem.

Przykładowo podaną zależność częstotliwości heterodyny od napięcia zasilającego i temperatury przedstawiono na rysunku 8.3. Zmiana częstotliwości na 1 V zmiany napięcia wynosi około 0,2%.



Rys. 8.3. Zależność częstotliwości heterodyny:
1 — od temperatury; 2 — od napięcia zasilania

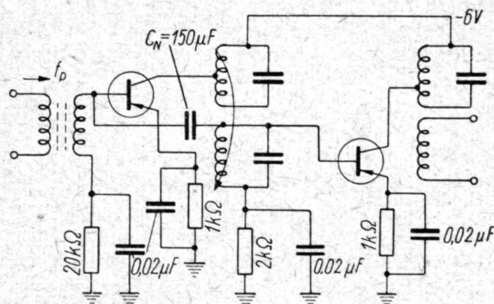
Nachylenie przemiany mieszacza zależy od punktu pracy na charakterystyce emitera $U_e = f(I_e)$. Optymalne wartości osiąga się przy prądach emitera wynoszących od 0,1 do 0,3 mA (co odpowiada napięciu dostarczanemu do emitera przez generator od około — 0,35 do 0,4 V). Wzmocnienie mocy dostarczane przez tego rodzaju mieszacze wynosi od 15 do 20 dB. Najlepszą stabilność zapewniają mieszacze, w których sygnały wielkiej częstotliwości i heterodyny są doprowadzane do emitera.

We wzmacniaczach częstotliwości pośredniej stosuje się obecnie neutralizację (rozdział 6) i sprzężenie poszczególnych stopni za pomocą filtrów pasmowych, co ułatwia wykonanie neutralizacji.

Stosuje się neutralizację najprostszego rodzaju za pomocą szeregowego kondensatora C_N (rys. 8.4). Wypadkowa wartość dobroci obwodu wynosi około 40 przy stracie mocy w obwodzie wynoszącej około 2,5 dB. Przekładnia napięciowa transformatora wynosi 10 : 1, więc pojemność kondensatora neutralizującego C_N wynosi:

$$10\, C_{kb'} = 10 \cdot 15 = 150 \text{ pF}.$$

Wzmocnienie stopni pośredniej częstotliwości (przy częstotliwości 455 kHz) wynosi od 22 do 30 dB zależnie od częstotliwości granicznej użytego tranzystora.



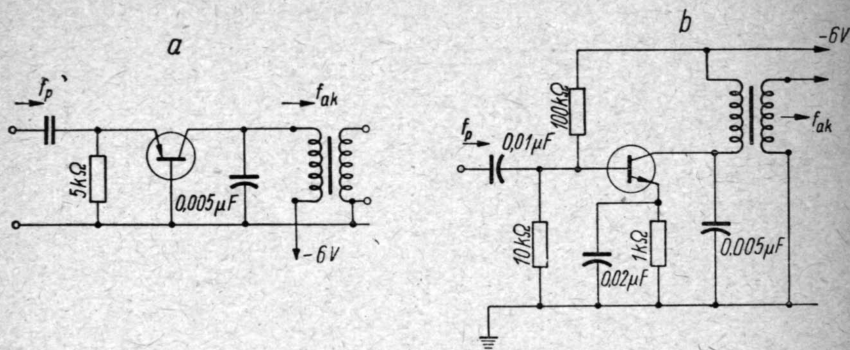
Rys. 8.4. Stopień wzmocnienia pośredniej częstotliwości z neutralizacją

Przenoszone pasmo częstotliwości w odbiornikach z automatyką ulega zwężeniu przy wzroście poziomu odbieranego sygnału wskutek wzrostu impedancji wejściowej i wyjściowej tranzystorów, a więc wskutek zmniejszania tłumienia obwodów rezonansowych.

Jako drugi detektor stosuje się zwykle tranzystor, gdyż daje on przy małym poziomie sygnału detekcję bardziej liniową niż dioda oraz działa jednocześnie jako pierwszy stopień wzmocnienia małej częstotliwości dostarczając około 20 dB wzmocnienia. Stopień ten dostarcza jednocześnie wystarczającą ilość mocy do obwodu automatycznej regulacji wzmocnienia. Stosuje się dwa układy detektorów w połączeniu *WB* (rys. 8.5a) i w połączeniu *WE* (rys. 8.5b).

Impedancja wejściowa w pierwszym przypadku wynosi około 3 kΩ, w drugim zaś około 20 kΩ. Charakterystyki dynamiczne detektora w połączeniu *WE* przedstawiono na rysunku 8.6. Charakterystyka ta jest liniowa przy sygnałach wejściowych pośredniej częstotliwości przekraczających 75 mV.

Wzmacniacze małej częstotliwości składają się z dwu lub trzech stopni. Ostatni stopień jest wykonany w układzie przeciwsobnym klasy *B*. Zapewnia to dużą sprawność energetyczną wynoszącą około 70%. Tranzystory tego stopnia mają zwykle połączenia *WE* lub *WK*. Zaletą połączenia *WK* jest mała oporność wyjściowa, co



Rys. 8.5. Układ detektora:
a — w połączeniu *WB*; b — w połączeniu *WE*

umożliwia bezpośrednie sterowanie głośnika (o oporności cewki 25 ÷ 100 Ω) bez użycia transformatora wyjściowego. Jeżeli jednocześnie w układzie przeciwsobnym są stosowane tranzystory typu *p-n-p* i *n-p-n*, to można również nie używać transformatora wejściowego (rys. 8.13). Stopnie małej częstotliwości sterujące stopień końcowy mają połączenie *WE*.

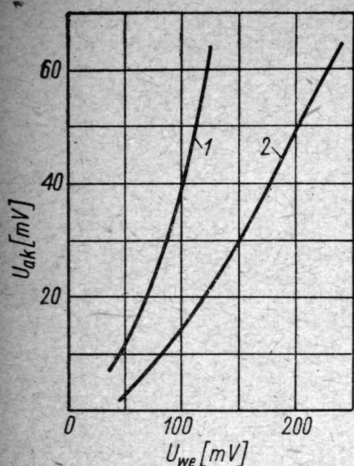
Przeciętne wzmocnienie wzmacniacza małej częstotliwości wynosi 40 do 50 dB.

Automatyczną regulację wzmocnienia osiąga się bądź przez zmianę oporności r_e emitera, bądź przez zmianę napięcia kolektora. W pierwszym przypadku wykorzystuje się to, że wzmocnienie mocy w połączeniu *WE* jest odwrotnie proporcjonalne do wyrażenia:

$$\frac{\alpha^2 R_{obc}}{\left(1-\alpha+\frac{R_{obc}}{r_k}\right)\left[r_b\left(1-\alpha+\frac{R_{obc}}{r_k}\right)+r_e\left(1+\frac{R_{obc}}{r_k}\right)\right]}, \qquad [8.1]$$

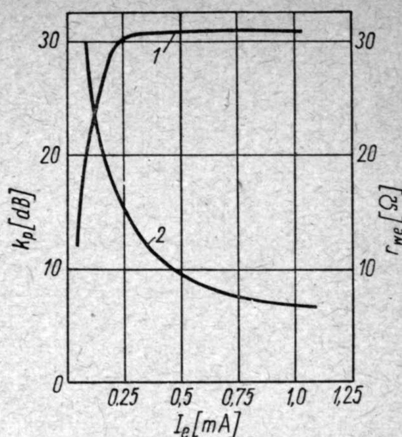
w drugim zaś przypadku zmniejszaniu napięcia kolektora towarzyszy zmniejszanie napięcia zmiennego na obwodzie rezonansowym, a więc i prądu sterującego następny tranzystor.

W przypadku pierwszym zmniejszając prąd emitera z wartości 0,25 mA do 2,5 μA uzyskuje się zmianę wzmocnienia wynoszącą około 30 dB.



Rys. 8.6. Charakterystyki dynamiczne detektora w połączeniu *WE*:

1 — dla $m = 80\%$; *2* — dla $m = 30\%$

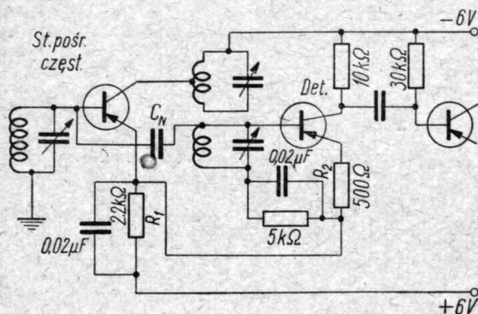


Rys. 8.7. Zależność wzmocnienia i oporności wejściowej od prądu emitera:

1 — przebieg wzmocnienia; *2* — przebieg oporności wejściowej

Charakterystykę wzmocnienia i przebieg oporności wejściowej w funkcji prądu emitera przedstawiono na rysunku 8.7.

Automatyczna regulacja wzmocnienia odbywa się w sposób następujący. Stopnie pośredniej częstotliwości o regulowanym

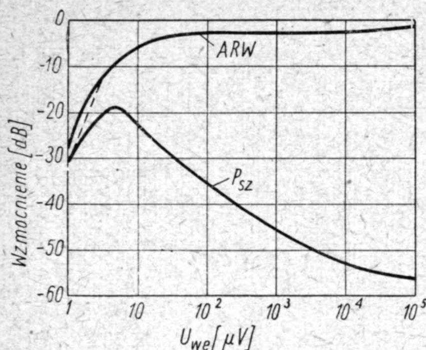


Rys. 8.8. Układ automatycznej regulacji wzmocnienia

wzmocnieniu za pomocą zmiany oporności r_e mają wspólną z detektorem oporność R_1 (rys. 8.8) ustalającą potencjał emiterów regulowanych stopni wzmocnienia w ten sposób, aby każdy ze stopni pracował przy pełnym wzmocnieniu, co odpowiada — zgodnie

z charakterystyką przedstawioną na rysunku 8.7 — prądowi emitera wynoszącemu około 0,4 mA.

Gdy do detektora zostanie doprowadzony dostatecznie duży sygnał, emiter detektora przejmuje część prądu płynącego do emiterów tranzystorów, których wzmocnienie ma być regulowane. Wskutek tego wzmocnienie tych tranzystorów zaczyna się zmniejszać. Charakterystykę regulacji wzmocnienia w funkcji napięcia wejściowego przy trzech stopniach regulowanych przedstawiono na rysunku 8.9. W układach automatycznej regulacji wzmocnienia stosować można opóźnienie działania regulacji przez wybór odpowiednio większej wartości prądów emitera regulowanych tranzystorów lub przez dodanie opornika R_2 w emiterze detektora.



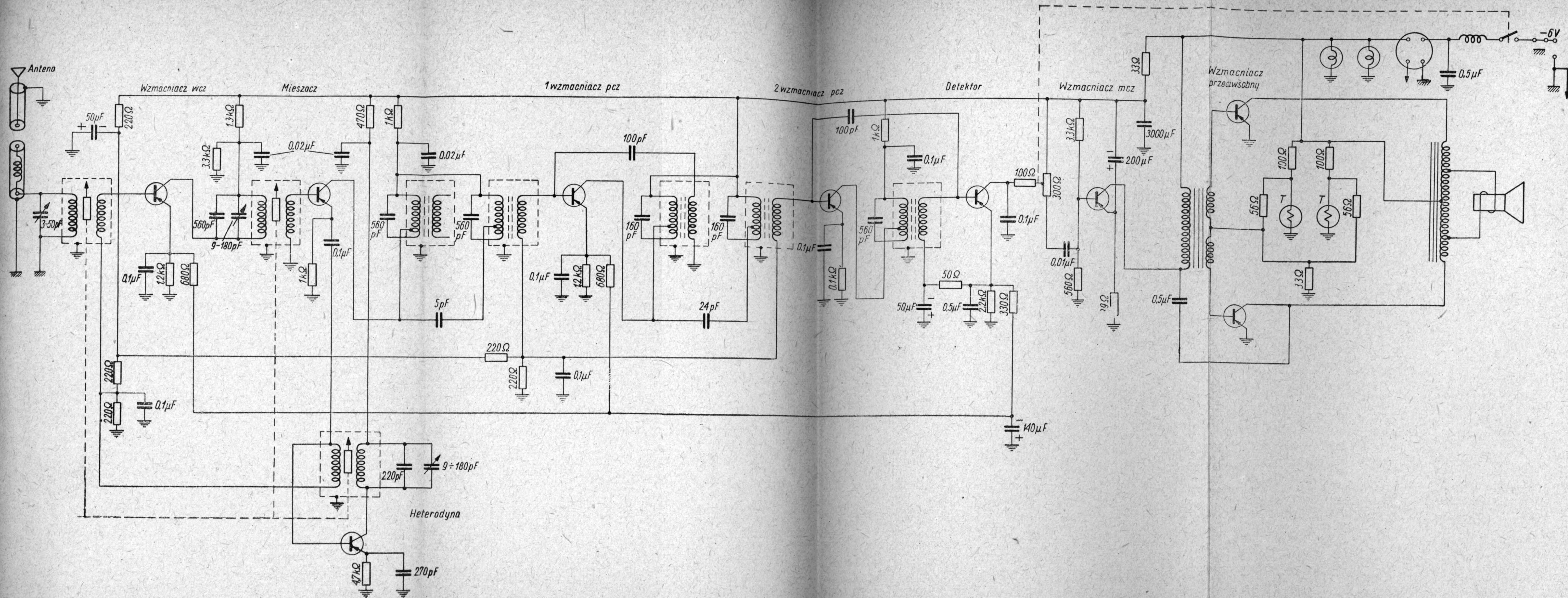
Rys. 8.9. Charakterystyka *ARW* dla trzech stopni wzmocnienia

W urządzeniach odbiorczych należy liczyć się ze znacznym wpływem temperatury na charakterystykę odbiornika, a przede wszystkim na jego czułość, która zmniejsza się wskutek rozstrojenia obwodów i zmniejszania się wzmocnienia dostarczanego przez tranzystor w przybliżeniu o 1 dB.

W celu uniezależnienia się od wpływu temperatury stosuje się odpowiednie układy korekcyjne złożone z termistorów. Taki układ korekcyjny pokazano w schemacie podanym na rysunku 8.10.

Na rysunku 8.10 pokazano schemat tranzystorowego odbiornika samochodowego o czułości 2 μ V przy mocy wyjściowej 1 W. Zastosowano w nim jeden stopień wzmocnienia wielkiej częstotliwości, jeden mieszacz, dwa stopnie wzmocnienia pośredniej częstotliwości, detektor i dwa stopnie wzmocnienia małej częstotliwości. Poziom szumów w tym odbiorniku znajduje się o 20 dB poniżej poziomu sygnału przy czułości odbiornika równej 12 μV. Zakres częstotliwości odbiornika wynosi od 550 do 1600 kHz, zaś jego maksymalna moc wyjściowa wynosi 2 W. Odbiornik zasilany jest z akumulatora o napięciu 6 V. Pobór prądu wynosi około 0,25 mA przy mocy wyjściowej 1 W.

Najbardziej charakterystyczne właściwości tego odbiornika przedstawiono w postaci wykresów na rysunku 8.11. Są to wykresy czułości, tłumienia częstotliwości zwierciadlanej i przeno-



Rys. 8.10. Schemat tranzystorowego odbiornika samochodowego

z
te

sy
en

Wzmocnienie [dB]

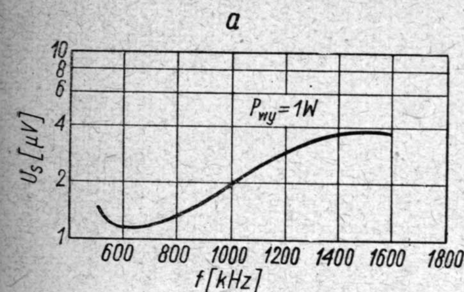
Ry

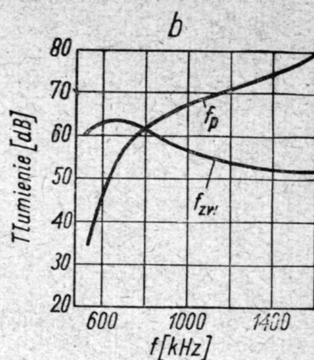
na
ry
zr
w
o

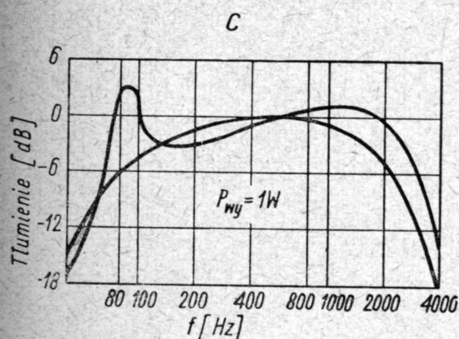
od
uk
su

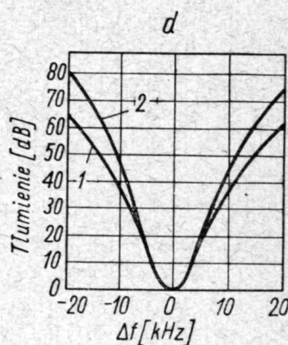
sa
so
je
w
P
po
cz
ks
z
pr

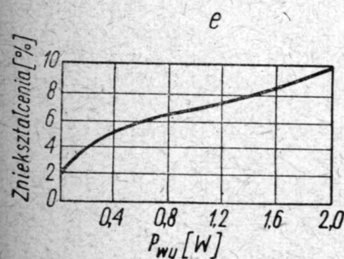
pr
kr

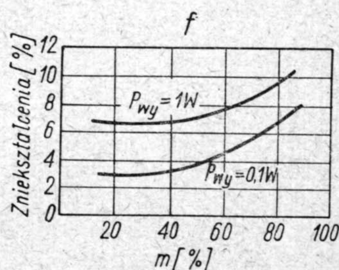








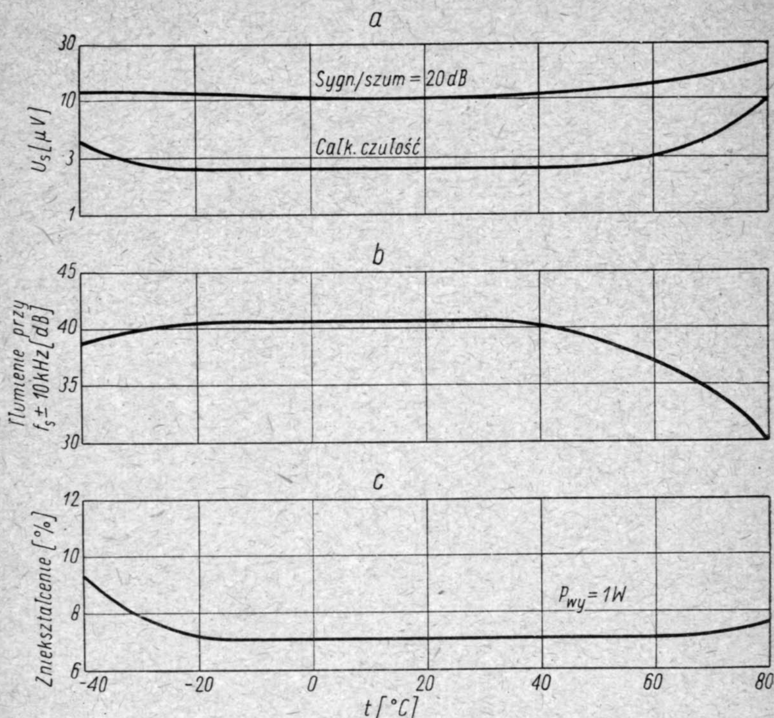




Rys. 8.11. Charakterystyki tranzystorowego odbiornika samochodowego:

a — zależność czułości od częstotliwości; b — zależność tłumienia częstotliwości zwierciadlanej od częstotliwości; c — charakterystyka przenoszenia odbiornika; d — selektywność wzmacniacza pośredniej częstotliwości (krzywa *1*) i całego odbiornika (krzywa *2*); e — zależność zniekształceń od mocy wyjściowej; f — zależność procentu zniekształceń od głębokości modulacji

szonego pasma akustycznego zależnie od częstotliwości, wykres selektywności stopni pośredniej częstotliwości i całego odbiornika oraz wykresy procentu zniekształceń w zależności od mocy wyjściowej i głębokości modulacji.



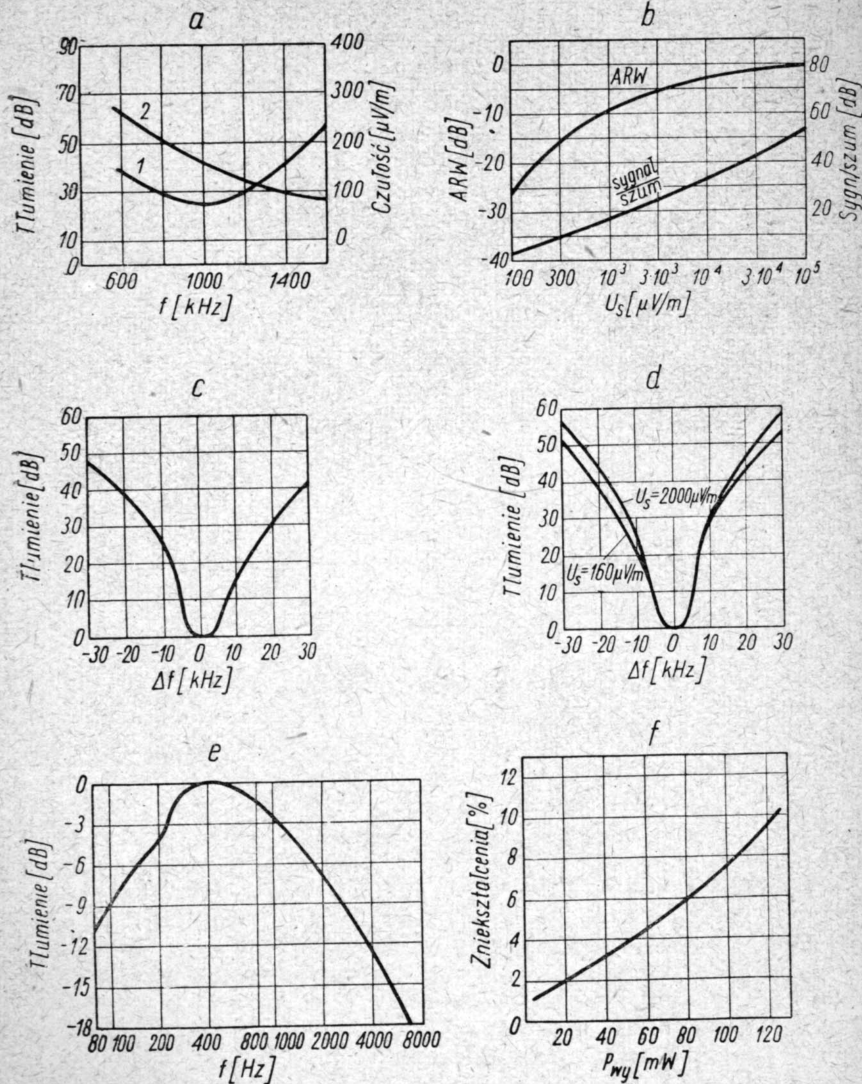
Rys. 8.12. Charakterystyki temperaturowe tranzystorowego odbiornika samochodowego:

a — zależność czułości od temperatury; b — zależność selektywności od temperatury; c — zależność zawartości harmonicznych od temperatury

Na rysunku 8.12 przedstawiono zależności czułości, selektywności i zawartości harmonicznych od temperatury. Z wykresów tych wynika, że kompensacja wpływu zmian temperatury w zakresie od —20 do +50°C jest bardzo dobra.

Na rysunku 8.13 pokazano schemat tranzystorowego odbiornika przenośnego. Zastosowano w nim mieszacz spełniający jednocześnie rolę lokalnej heterodyny, dwa stopnie wzmocnienia częstotliwości pośredniej, detektor i trzy stopnie wzmocnienia małej częstotliwości. W ostatnim stopniu przeciwsobnym zastosowano tranzystory typu *n-p-n* oraz *p-n-p*, dzięki czemu można było usunąć transformatory małej częstotliwości.

Rys. 8.13. Schemat tranzystorowego odbiornika przenośnego



Rys. 8.14. Charakterystyki tranzystorowego odbiornika przenośnego:

a — zależność czułości (krzywa 1) i tłumienia częstotliwości zwierciadlanej (krzywa 2) od częstotliwości; b — charakterystyka ARW; c — selektywność wzmacniacza pośredniej częstotliwości; d — selektywność całego odbiornika; e — charakterystyka przenoszenia odbiornika; f — zależność zniekształceń od mocy wyjściowej

Czułość odbiornika wynosi około 20 μV/m przy mocy wyjściowej 5 mW. Maksymalna moc wyjściowa niezniekształcona przy napięciu baterii zasilana około 5,5 V wynosi 160 mW. Zakres częstotliwości leży w granicach od 550 do 1600 kHz.

Na rysunku 8.14 pokazano charakterystyki czułości, automatycznej regulacji wzmocnienia, selektywności, przenoszenia oraz zniekształceń.

Właściwości elektryczne mieszacza, wzmacniacza pośredniej częstotliwości, wzmacniacza małej częstotliwości oraz automatycznej regulacji wzmocnienia prawie nie zależą od temperatury w zakresie zmian od 0 do 50°C. Czułość detektora zwiększa się prawie dwukrotnie.

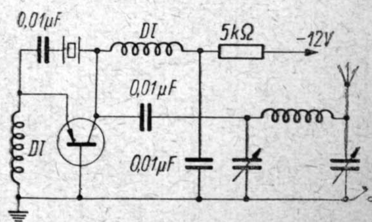
Przytoczone przykłady urządzeń odbiorczych wykonanych całkowicie na tranzystorach pozwalają wyciągnąć wniosek, że tranzystory mogą zastąpić lampę elektronową w tego rodzaju urządzeniach. Jednak tranzystor ustępuje lampie elektronowej ze względu na wciąż jeszcze małe wartości częstotliwości granicznej, ograniczające możliwość jego zastosowania do częstotliwości poniżej 10 MHz oraz wyższy poziom szumów, co jest przyczyną o 2 do 4 dB większych współczynników szumów w układach tranzystorowych. Urządzenie tranzystorowe odbiorcze jest ponadto kosztowniejsze niż lampowe ze względu na większą liczbę stopni w przypadku układów tranzystorowych.

8.1.2. Tranzystory w urządzeniach nadawczych

Przejdziemy z kolei do omówienia zastosowań tranzystora w urządzeniach nadawczych.

Jak już wspomniano, tranzystory wielkiej częstotliwości ze względu na ograniczoną moc admisyjną nie przekraczającą 50 mW mogą być stosowane tylko jako generatory częstotliwości. Ze względu na lepszą stałość częstotliwości używa się je w tym przypadku do pobudzania elementu piezoelektrycznego.

Przeprowadzono również szereg prób z nadajnikami tranzystorowymi. Schemat takiego nadajnika, wykonanego na tranzystorze ostrzowym, przedstawiono na rysunku 8.15. Moc wyjściowa wynosiła kilkanaście miliwatów, a zasięg na falach odbitych dochodził do 80 km.



Rys. 8.15. Schemat generatora stabilizowanego piezoelektrycznie na tranzystorze ostrzowym

Stosując nadajnik tranzystorowy złożony z generatora częstotliwości i wzmacniacza mocy modulowanego amplitudowo uzyskano stałe połączenie foniczne na odległości 25 km. Schemat takiego

Rys. 8.16. Schemat nadajnika modulowanego amplitudowo na tranzystorach ostrzowych

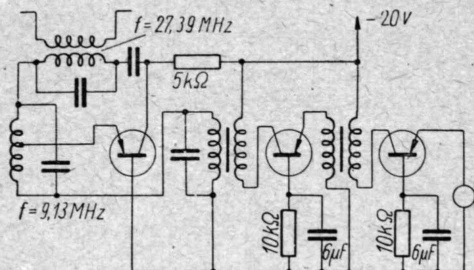
nadajnika przedstawiono na rysunku 8.16. W nadajniku tym prąd kolektora wynosił 3 mA, zaś prąd emitera miał wartość poniżej 1 mA. Impedancja wyjściowa modulatora wynosiła około 5 kΩ.

Inny schemat generatora wykonanego na tranzystorze ostrzowym i wytwarzającego prądy o częstotliwości około 7,5 MHz pokazano na rysunku 8.17. Moc promieniowana wynosiła około 2 mW. W generatorze tym wykorzystano oporność ujemną typu dynatronu.

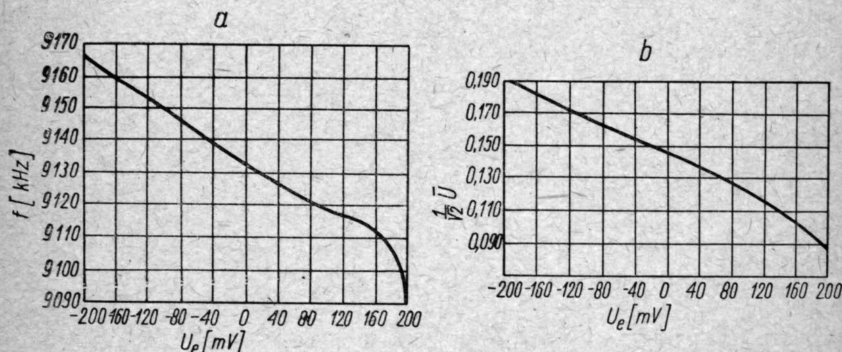
Rys. 8.17. Schemat generatora na tranzystorze ostrzowym z wykorzystaniem oporności ujemnej typu dynatronu

Na rysunku 8.18 przedstawiono schemat generatora tranzystorowego z modulacją częstotliwości. Częstotliwość nośna wynosi w tym przypadku 9,13 MHz. Przy napięciu modulującym na emiterze o amplitudzie $\pm$ 120 mV odchylenie częstotliwości wynosiło $\pm$ 15 kHz. Charakterystyka modulacji, przedstawiona na rysunku 8.19a, jest w dużym zakresie napięć liniowa. Stosując więc odpowiednie

powielanie częstotliwości można łatwo uzyskać dewiację ± 75 kHz. Ze względu jednak na jednocześnie powstającą modulację amplitudy (rys. 8.19b) należy unikać zbyt dużych napięć modulacyjnych. Ostatni przykład wskazuje, że tego rodzaju generatory mogą z wielką korzyścią być stosowane przy modulacji częstotliwości.



Rys. 8.18. Schemat generatora tranzystorowego z modulacją częstotliwości



Rys. 8.19. Charakterystyki generatora z modulacją częstotliwości: a — modulacyjna; b — pasożytniczej modulacji amplitudy

Należy podkreślić, że materiały dotyczące konkretnych urządzeń nadawczych są bardzo skąpe. Pewne wzmianki poczynione w literaturze na ten temat wskazują, że w aparaturze nadawczo-odbiorczej przenośnej (transciever) bardzo małej mocy generator i modulator są wykonywane na tranzystorach, a wzmacniacz mocy na lampie elektronowej subminiaturowej.

W telekomunikacji istnieje szereg zagadnień, których rozwiązanie nie mogło być osiągnięte w sposób ekonomiczny przy zastosowaniu lampy elektronowej. Do takich zagadnień należą odtłumiki, wzmacniacze telefoniczne instalowane bezpośrednio w aparacie telefonicznym i lokalnej sieci telefonii nośnej. Tranzystor dzięki swej bardzo wysokiej sprawności energetycznej, osiągalnej nawet przy bardzo małych mocach i umożliwiającej zdalne zasilanie, jest w tych urządzeniach szczególnie przydatny.

8.2.1. Odtłumiki tranzystorowe

Zastosowanie w linii telekomunikacyjnej odtłumika, który należy traktować jako oporność ujemną włączoną w linię szeregowo (rys. 8.20a) lub równolegle (rys. 8.21a) w określonych odcinkach, umożliwia bądź zastosowanie linii o większych stratach, bądź też przedłużenie tej linii na znacznie większą odległość. Tranzystor ze względu na swą trwałość i odporność na wstrząsy nadaje się doskonale do stosowania w tego rodzaju urządzeniach. Oporność ujemna, jaką reprezentuje odtłumik zbudowany na tranzystorach, zależy głównie od wartości współczynnika α i obciążenia układu. W przypadku tranzystorów daje się uzyskać dużą niezależność wartości współczynnika α od zmian prądu i temperatury, więc wartość oporności ujemnej jest dość stała.

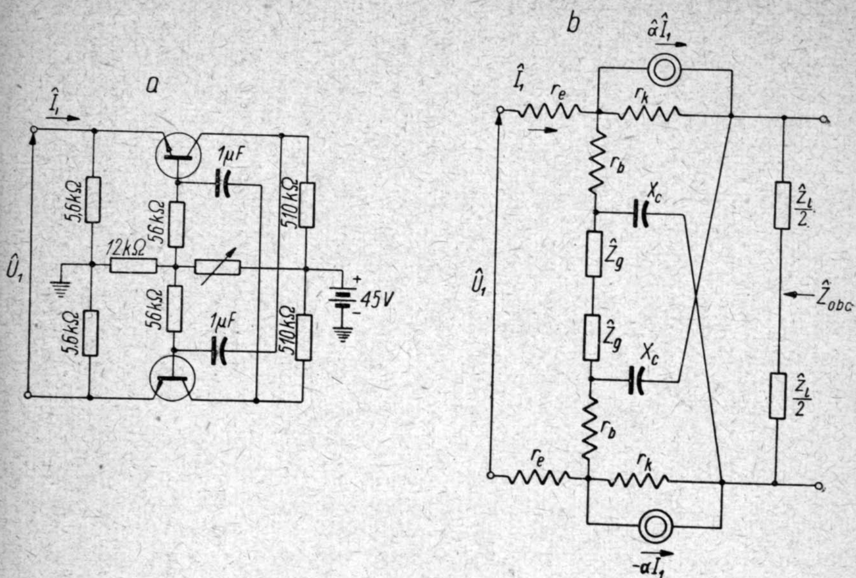
Dla najprostszego układu odtłumika stosowanego w połączeniu szeregowym (rys. 8.20b) impedancja wejściowa wynosi:

$$\hat{Z}_{we} = \frac{\hat{U}_1}{\hat{I}_1} = -\hat{a}\hat{Z}_{obc}\frac{\hat{Z}_g}{\hat{Z}_g + jX_c} + 2r_e + (1-\alpha)\left[2r_b + \frac{(2jX_c + \hat{Z}_e)}{2jX_c + \hat{Z}_e + 2\hat{Z}_g}2\hat{Z}_g\right] \cdot \qquad [8.2]$$

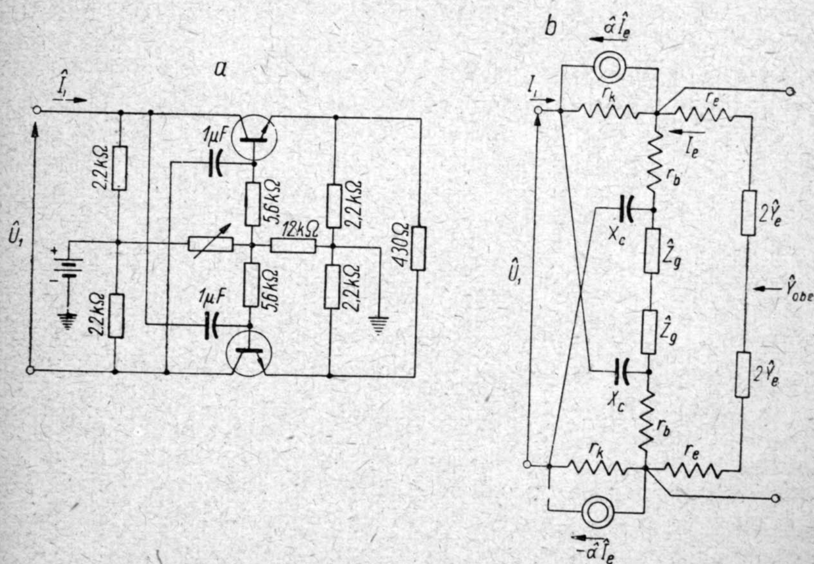
Zależność tę przy małych dostatecznie częstotliwościach ze względu na $X_e \approx 0$ i przy $\hat{Z}_e \ll \hat{Z}_g$ można napisać w postaci:

$$\hat{Z}_{we} \approx (1 - 2\hat{\alpha})\hat{Z}_{obc} + 2r_e + (1 - \hat{\alpha})2r_b \, . \qquad [8.3]$$

Ponieważ r_e i $(1 - \hat{\alpha})\,2r_b$ są małe wobec $(1 - 2\hat{\alpha})\,\hat{Z}_{obc}$, więc oporność wejściowa jest ujemna i zależna przede wszystkim od wartości $\hat{\alpha}$ i $\hat{Z}_{obc}$. Ażeby uniknąć wpływu zmian oporności r_e i r_b wskutek zmiany prądu emitera i kolektora, należy dobierać tranzystory o małych wartościach oporności r_b i wartości współczyn-



Rys. 8.20. Odtłumik szeregowy symetryczny:
a — schemat; b — układ zastępczy

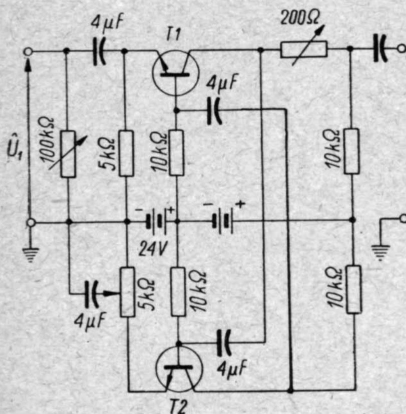


Rys. 8.21. Odtłumik równoległy symetryczny:
a — schemat; b — układ zastępczy

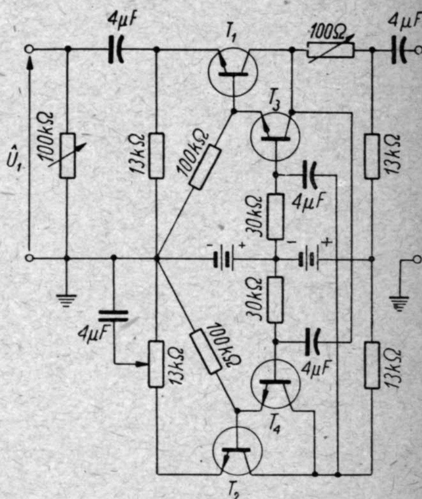
nika α możliwie bliskiej jedności. Stopień zależności impedancji wejściowej od częstotliwości określa stosunek najwyższej częstotliwości użytkowej do częstotliwości granicznej oraz wartość reaktancji impedancji $\hat{Z}_{obc}$. Jeśli wybierzemy współczynnik α bliski jedności i impedancję $\hat{Z}_{obc}$ równą impedancji linii, to impedancja wnoszona będzie równa w przybliżeniu — Z_{obc}.

Dla odtłumika włączonego równolegle z linią przewodność wyniesie w przybliżeniu — Y_{obc}, co można wykazać w oparciu o rysunek 8.21b pisząc zależności analogiczne do równań [8.2] i [8.3].

Odtłumiki mogą być wykonane również w układzie niesymetrycznym (rys. 8.22), co jest dogodniejsze ze względu na możność uziemienia źródła zasilania. W tym wypadku tranzystor T_2 odwraca fazę napięcia i mógłby być zastąpiony przez odpowiedni transformator.



Rys. 8.22. Odtłumnik w układzie niesymetrycznym



Rys. 8.23. Odtłumnik z czterema tranzystorami

Znacznie lepszą stałość oporności ujemnej o wartości od kilkuset do kilku tysięcy omów można uzyskać stosując odtłumik o schemacie przedstawionym na rysunku 8.23. Składa się on z czterech tranzystorów, a skuteczna wartość współczynnika α_w układu może być wyznaczona z zależności:

$$1 - \alpha_w = (1 - \alpha_1)(1 - \alpha_2), \qquad [8.4]$$

gdzie przy $\alpha_1 = \alpha_2 = 0{,}96$ współczynnik $\alpha_w \approx 0{,}9984$.

Wypadkowa wartość współczynnika a_w jest bardzo bliska jedności, wskutek czego współczynnik zamiany oporności rzeczywistej na równą jej co do wartości, lecz ujemną jest bardziej bliski jedności; również i przesunięcie fazy przy wzroście częstotliwości jest dużo mniejsze.

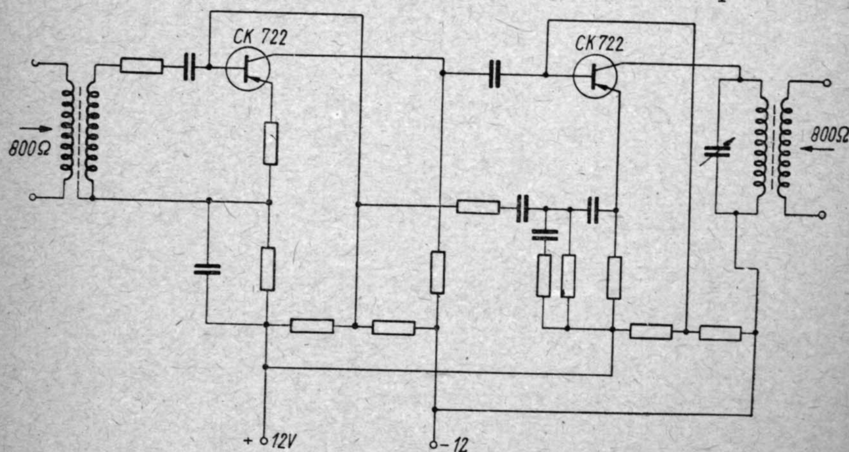
Odtłumiki tego rodzaju mają moce wyjściowe około 20 mW i są bardzo mało wrażliwe na wahania napięć, dochodzące nawet do 50%.

Odtłumiki przechodzą w chwili obecnej próby eksploatacyjne. Szereg tego rodzaju urządzeń poddano badaniom na francuskich liniach telekomunikacyjnych. Przy poborze mocy 25 mW (2,5 mA przy 10 V) zapewniają one niezniekształconą rozmowę przy odtłumianiu od 0,5 do 1 N w zakresie częstotliwości od 300 do 2900 Hz.

8.2.2. Tranzystorowe wzmacniaki telefoniczne

Tranzystory mogą być również stosowane we wzmacniakach przelotowych. Tranzystorowe wzmacniacze małej częstotliwości bez trudności spełniają warunki stawiane tego rodzaju wzmacniakom. Wzmocnienie dwustopniowego wzmacniacza oporowego wynosi na przykład od 40 do 60 dB przy mocy wyjściowej wynoszącej co najmniej 50 mW i bardzo małych zniekształceniach. Stosując dodatkowe ujemne sprzężenie zwrotne można zmniejszyć znacznie zniekształcenia wzmacniacza utrzymując wzmocnienie mocy na wymaganym poziomie 30 dB.

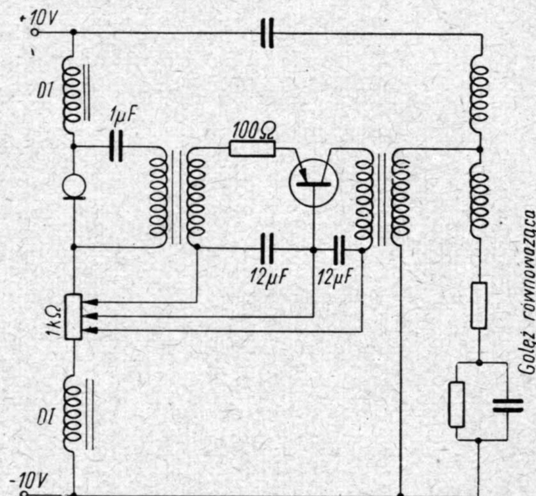
Schemat doświadczalnego tranzystorowego wzmacniaka przelotowego przedstawiono na rysunku 8.24. Wzmacniak ten przechodził



Rys. 8.24. Tranzystorowy wzmacniak przelotowy

próby eksploatacyjne na linii telekomunikacyjnej Paryż — Bordeaux. Oporność wejściowa wzmacniacza dostosowana jest do oporności linii i wynosi 800Ω. Wzmocnienie całkowite wzmacniacza wynosi 4N przy mocy wyjściowej 50 mW. Tranzystory w telefonii nośnej znajdują obecnie zastosowanie jedynie w urządzeniach 12-krotnych. Jest to wynikiem zbyt jeszcze małej częstotliwości granicznej tranzystorów większej mocy. Wymagana bowiem w wielokrotnej telefonii nośnej moc wyjściowa wynosi około 600 mW, a częstotliwość graniczna przy 60 kanałach powinna wynosić co najmniej 250 kHz. Rozwiązanie tego zagadnienia napotyka przy zastosowaniu obecnie produkowanych tranzystorów na duże trudności.

Przy zastosowaniu stopni o sprzężeniu *RC* częstotliwość graniczna tranzystorów powinna wynosić przynajmniej 5 MHz przy współczynniku $\alpha \leqslant 0{,}95$. Stopień wyjściowy musi być w tym przypadku użyty w układzie przeciwsobnym i w połączeniu *WB*. Tranzystory stopnia wyjściowego muszą mieć częstotliwość graniczną równą przynajmniej 0,5 MHz.

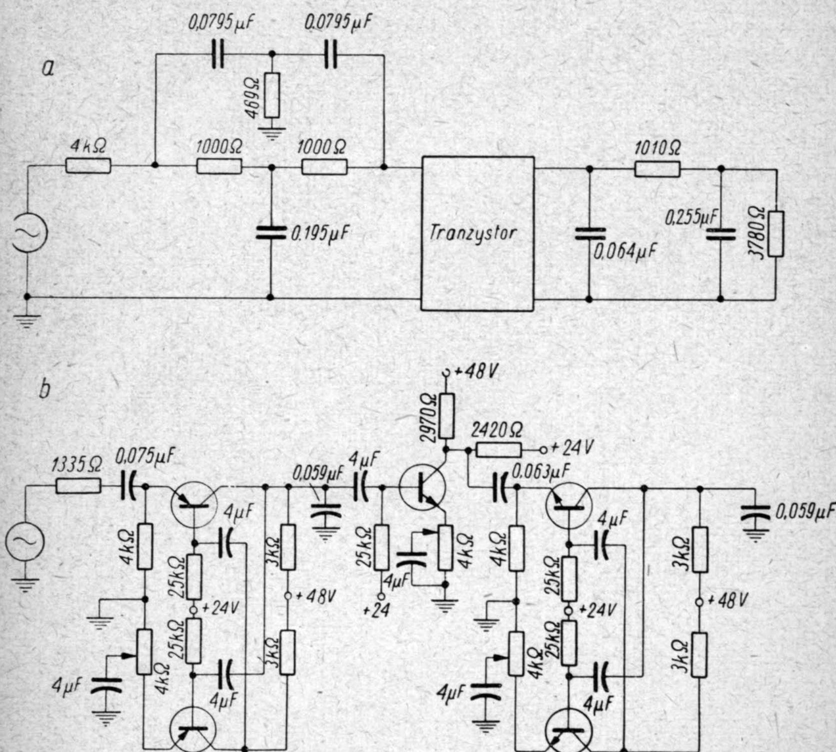


Rys. 8.25. Układ wzmacniacza telefonicznego (polski patent)

Tranzystory mogą być stosowane również w miejscu odbioru albo nadawania, a więc przy słuchawce lub mikrofonie. Bardziej celowe jest jednak stosowanie wzmacniacza przy mikrofonie, gdyż podnosi to poziom sygnału doprowadzonego do linii telekomunikacyjnej. Zastosowanie wzmacniacza tranzystorowego w aparacie

telefonicznym pozwala poprawić jakość rozmowy telefonicznej. Wzmacniacz tranzystorowy może być bez trudności zasilany z obwodów centralnej baterii. Wzmocnienie mocy uzyskiwane z jednego stopnia wynosi około 3,5 N przy napięciu zasilania 6 ÷ 9 V i poborze prądu około 4 mA.

Układ wzmacniacza tego rodzaju, przedstawiony na rysunku 8.25, został opatentowany w Polsce. Wzmacniacz umożliwia



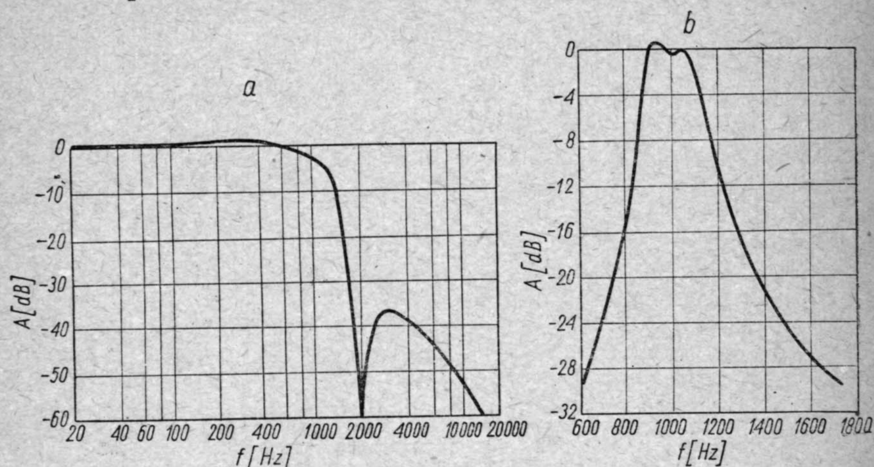
Rys. 8.26. Schematy filtrów typu *RC* z wykorzystaniem tranzystorów: a — dolnoprzepustowego; b — pasmowego

zredukowanie prądów mikrofonowych do kilkudziesięciu mikroamperów, dzięki czemu obniża się znacznie poziom szumów i zmniejsza procent zniekształceń powstających w mikrofonie węglowym. Wzmacniacz jest zasilany z centralnej baterii z chwilą podniesienia mikrotelefonu. Dzięki zastosowaniu wzmacniacza

tranzystorowego możliwe jest zastąpienie mikrofonu węglowego przez mikrofon elektromagnetyczny.

Wzmacniacze tranzystorowe mogą być również zastosowane do celów rozgłaszania przewodowego. Moce wyjściowe od 6 do 10 W osiąga się dziś bez większych trudności.

Tranzystory reprezentujące w pewnych układach oporności ujemne mogą być stosowane w filtrach pasmowych lub filtrach dolno- i górnoprzepustowych zamiast kosztownych cewek indukcyjnych. Charakterystyki uzyskiwane za pomocą filtrów typu *RC* i tranzystorów przewyższają znacznie charakterystyki otrzymywane za pomocą elementów *L* i *C*.



Rys. 8.27. Charakterystyki filtrów typu *RC*:
a — dolnoprzepustowego; b — pasmowego

Na rysunku 8.26 podano schematy filtrów typu *RC* z wykorzystaniem tranzystorów, zaś na rysunku 8.27 pokazano przebieg charakterystyk przenoszenia tych filtrów.

8.3. TRANZYSTORY W MASZYNACH MATEMATYCZNYCH

Maszyny matematyczne stanowią dziś niezmiernie ważny dział techniki. Stwarzają one możliwości szybkiej i ciągłej kontroli procesów produkcyjnych, są bardzo ważnym narzędziem przy prowadzeniu prac badawczych i mają duże znaczenie dla obronności kraju. Kierowanie zdalne pocisków i obrona przed nimi, obliczanie parametrów lotu, a więc nawigacja szybkich samolotów może być przeprowadzona tylko przy użyciu szybko liczących maszyn matematycznych.

Maszyny te wymagają zastosowania dużej liczby lamp elektronowych (dochodzącej do kilku tysięcy), co prowadzi do dużego poboru mocy, który często wynosi 5 do 7 kW i w rezultacie powoduje wydzielanie się dużej ilości ciepła. Zastosowanie tranzystorów w tego rodzaju maszynach (przy zapewnieniu należytej trwałości tranzystorów) zwiększy znacznie pewność działania tych maszyn i jednocześnie znacznie zmniejszy pobór mocy. Jako przykład służyć może następujące porównanie. Jedną z maszyn liczących zawierającą 1250 lamp elektronowych wykonano całkowicie na tranzystorach w liczbie 3000. Dzięki tej zamianie zmniejszono o 50% gabaryty. Powierzchnię eksploatacyjną zmniejszono z 2 m^2 do 1 m^2, a pobór mocy z 7 kW do 0,7 kW, przy czym na zasilanie tranzystorów użyto z tego zaledwie 300 W.

W innym typie maszyny liczącej stosowanej w lotnictwie dla celów nawigacji i kontroli ognia, w której użyto 800 tranzystorów i 1100 diod półprzewodnikowych, pobór mocy wyniósł 100 W, zaś szybkość liczenia osiągnęła 15 000 operacji na sekundę.

Inny jeszcze typ maszyny liczącej, w której zastosowano tranzystory w ilości 1242 sztuk, wykonuje 600 000 operacji dodawania w ciągu 1 sekundy pobierając moc 5,75 W.

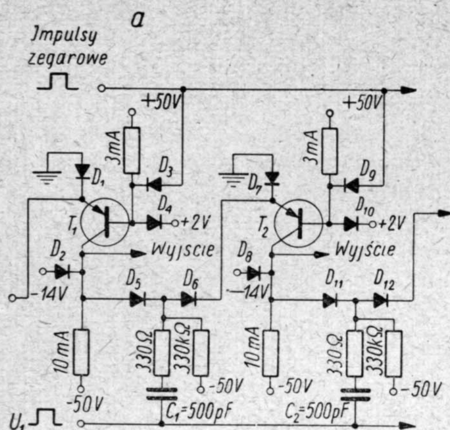
Ostatnio przeprowadzone prace (grudzień 1955 r.) nad maszynami liczącymi wykonywanymi całkowicie na tranzystorach warstwowych wskazują, że osiąga się w tym przypadku oszczędność mocy sięgającą 95%. W najnowszych typach maszyn liczących przechodzi się na tranzystory warstwowe o współczynniku $\alpha > 1$, co zapewnia większą pewność działania aparatury.

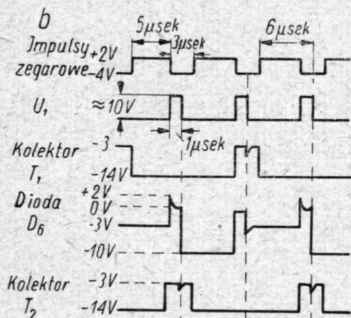
8.3.1. Tranzystory w układach zliczających

W celu zilustrowania, w jaki sposób tranzystor spełnia różnorodne zadania stawiane mu w maszynach liczących rozpatrzymy szereg przykładów podzespołów, które stanowią podstawowe elementy maszyny liczącej.

Jedną z zasadniczych części maszyny liczącej jest r e j e s t r z l i c z a j ą c y. Składa się on z szeregu układów dwustanowych połączonych w ten sposób, że przy doprowadzeniu impulsu przesuwającego każdy ze stopni przyjmuje stan, w jakim znajdował się stopień poprzedni. Towarzyszy temu przesunięcie wzdłuż rejestru zmagazynowanej w nim liczby o jedno miejsce.

Na rysunku 8.28 przedstawiono dwa stopnie tego typu rejestru oraz przebiegi zachodzące w nim. Podstawowym elementem rejestru zliczającego jest stopień o dwóch stanach stabilnych pokazany na rysunku 8.29, na którym przedstawiono również przebiegi impulsowe.

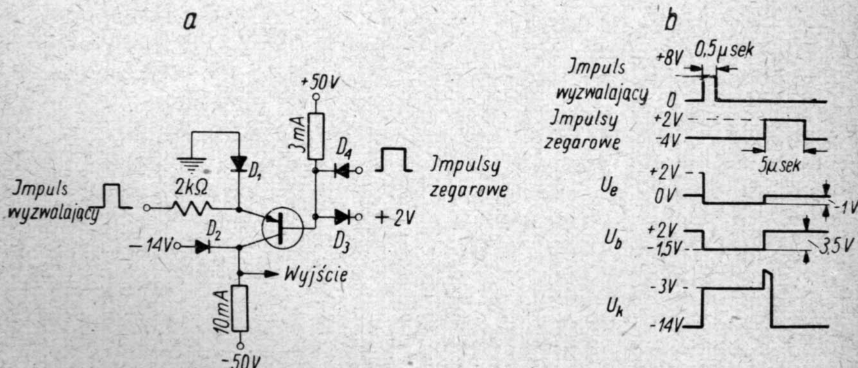




Rys. 8.28. Dwa stopnie rejestru zliczającego:
a — schemat; b — przebiegi prądowe

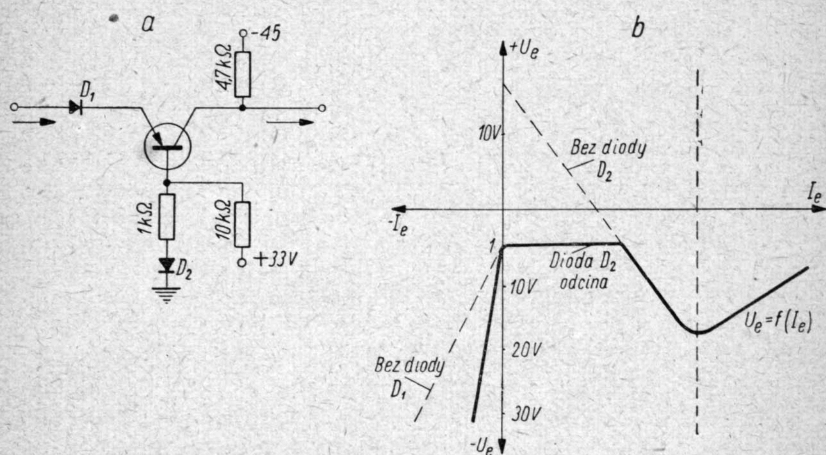
Ze względu na to, że układ zliczający pokazany na rysunku 8.29 jest podstawowym elementem maszyn liczących, omówimy go szerzej.

W układzie tym wykorzystano właściwości oporności ujemnej o charakterystyce typu łuku o dwóch stanach stabilnych. Jak wiadomo z rozdziału 7, charakterystyka oporności ujemnej w dużej mierze zależy od wartości parametrów tranzystora oraz temperatury, która wpływa na wartość tych parametrów. Aby ten wpływ zmian wartości parametrów osłabić, stosuje się w obwodzie bazy diodę D_2 (rys. 8.30a) odpowiednio spolaryzowaną, która bocznikuje dużą oporność R_b, gdy emiter jest spolaryzowany ujemnie i gdy przez bazę płynie jedynie prąd zerowy kolektora I_{k0}. W ten sposób zmiany prądu I_{k0} nieznacznie wpływają na położenie punk-



Rys. 8.29. Generator dwustanowy stosowany w rejestrze zliczającym:
a — schemat; b — przebiegi prądowe

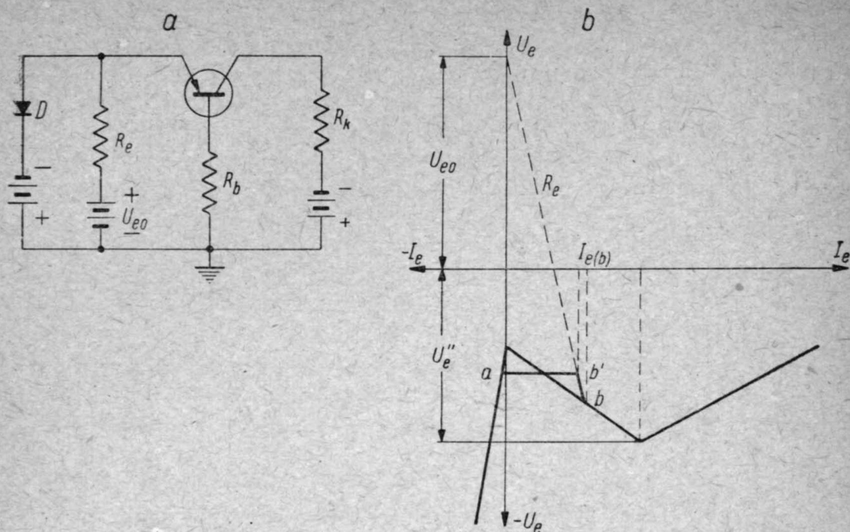
tu *1* leżącego na przejściu z obszaru *I* do obszaru *II* (rys. 8.30b). Przy dużych prądach emitera dioda D_2 przestaje przewodzić, oporność jej staje się bardzo duża i charakterystyka oporu ujemnego zachowuje normalny przebieg. Dioda D_1 w obwodzie emitera zapewnia dużą oporność wejściową w obszarze *I*. Charakterystyka oporności ujemnej zostaje wskutek tych dodatkowych elementów zmodyfikowana w sposób przedstawiony na rysunku 8.30b.



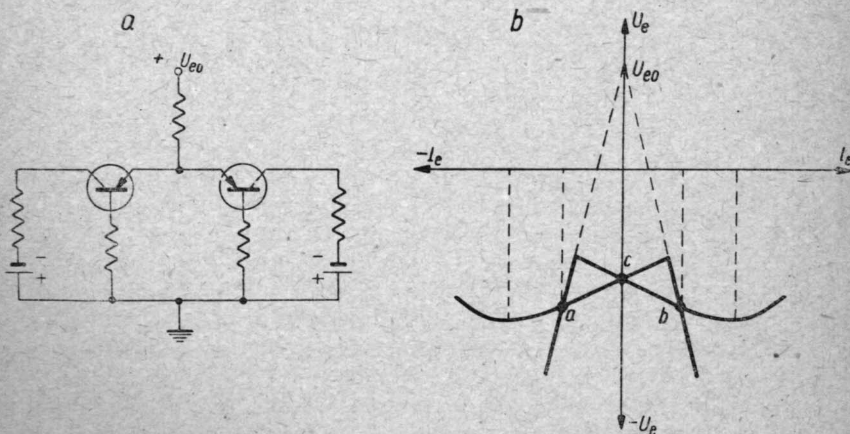
Rys. 8.30. Układ generatora dwustanowego o zmniejszonym wpływie prądu zerowego kolektora I_{k0} na charakterystykę $U_e = f(I_e)$:

a — schemat; b — charakterystyka $U_e = f(I_e)$

Inny rodzaj generatora stosowanego również w rejestrach zliczających przedstawiono na rysunku 8.31a. W generatorze tym zapobiega się magazynowaniu nośników mniejszościowych w obszarze bazy i dzięki temu skraca znacznie czas zanikania impulsu. Efektu nasycenia w kolektorze unika się tu wskutek tego, że jeden ze stabilnych punktów pracy *b* (rys. 8.31b), odpowiadający dużemu prądowi $I_{e(b)}$, jest ustalony przez oporność R_e większą niż oporność ujemna $\frac{dU_e}{dI_e}$. Dzięki temu praca układu odbywa się wzdłuż linii łamanej *ab′b*. Stan wyjściowy odpowiadający punktowi *a* uzyskuje się dzięki temu, że dioda *D* w tym czasie przewodzi, wobec czego emiter jest spolaryzowany ujemnie względem



Rys. 8.31. Generator dwustanowy pracujący bez nasycenia prądu kolektora:
a — schemat; b — charakterystyka



Rys. 8.32. Generator dwutranzystorowy pracujący bez nasycenia prądu kolektora:
a — schemat; b — charakterystyka

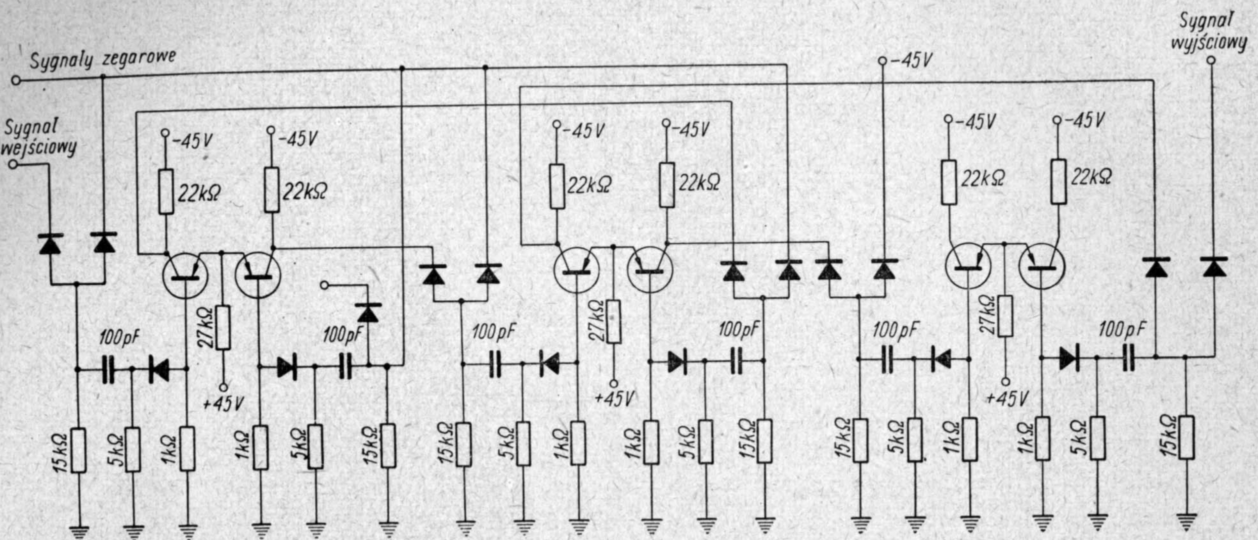
bazy. Impuls ujemny polaryzując diodę w kierunku wstecznym powoduje przejście do punktu *b*. Doprowadzenie dodatniego impulsu, który otwiera diodę, obniża potencjał na emiterze i układ wraca do punktu *a*. W podobny sposób pracuje układ przedstawiony na rysunku 8.32a, w którym sąsiedni tranzystor spełnia rolę podobną do tej, jaką spełnia dioda w układzie z rysunku 8.31. Układ ma dwa stany stabilne *a* i *b* (rys. 8.32b). Stan w punkcie *c* jest niestabilny, gdyż oba tranzystory mają wtedy oporność ujemną. Jeśli w punkcie *a* jeden z tranzystorów wykazuje oporność ujemną, to drugi ma wtedy oporność wejściową dodatnią, która w rezultacie daje dodatnią wypadkową oporność, co czyni układ stabilny. W punkcie *b* role tranzystorów zamieniają się.

Łącząc kilka układów tego rodzaju ze sobą otrzymujemy rejestry zliczające przedstawione na rysunkach 8.28a, 8.33 i 8.34. Schemat rejestru z rysunku 8.28a przedstawia moment przesyłu kodu 101 wzdłuż rejestru. Na rysunku 8.28b podano również przebiegi prądu w poszczególnych punktach układu. Praca rejestru odbywa się w następujący sposób. Każdy ze stopni (na zmianę) znajduje się w jednym z dwóch stanów stabilnych. Po doprowadzeniu wspólnego dla wszystkich stopni impulsu przesuwającego następuje zmiana stanu. Kondensatory C_1 i C_2 w czasie przejścia z jednego stanu do drugiego utrzymują ładunek określony przez stan poprzedni.

Impuls przesuwający składa się z dwóch grup impulsów. Pierwsza grupa impulsów dodatnich o czasie trwania 5 μ sek doprowadzana jest przez diody D_3 i D_9 do baz obu tranzystorów T_1 oraz T_2 i odłącza te tranzystory. Druga grupa impulsów o czasie trwania 1 μ sek doprowadzona jest do emitera bezpośrednio po pierwszej grupie i włącza te tranzystory, przy czym kondensatory C_1 i C_2 wskazują, że tranzystor był w stanie czynnym. Potencjały w poszczególnych punktach układu są podane na rysunku 8.28b.

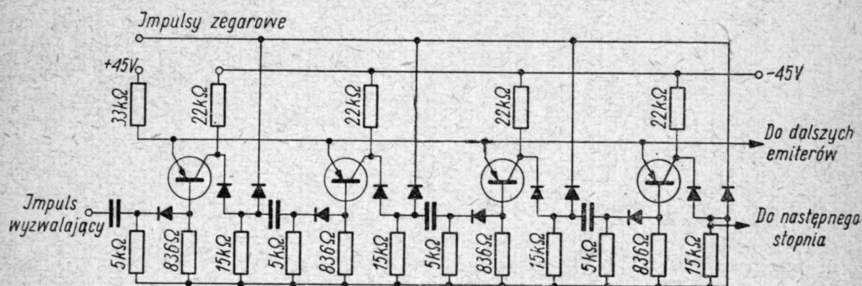
W oparciu o podstawowy układ dwustanowy z rysunku 8.31a można zestawić rejester zliczający, którego schemat podano na rysunku 8.33. Warunkiem prawidłowego działania rejestru jest mała pojemność kondensatora, przez który następuje pobudzanie następnego stopnia. Zgodnie z warunkami wyzwalania generatorów, omawianymi w rozdziale 7, impuls wyzwalający musi mieć dostateczną amplitudę i szerokość. Na te charakterystyczne właściwości impulsu wpływa w bardzo dużym stopniu częstotliwość graniczna tranzystora, która powinna być jak największa. Te same uwagi odnoszą się w zasadzie również i do pozostałych dwóch układów.

Stosując wreszcie trzeci typ generatora dwustanowego z rysunku 8.32a można zbudować rejestr, którego schemat przedstawiono



Rys. 8.33. Schemat rejestru zliczającego złożonego ze stopni typu przedstawionego na rysunku 8.31a

na rysunku 8.34. Charakterystyczne dla tego rejestru jest to, że wszystkie emitery są połączone równolegle i tylko jeden z tranzystorów jest w stanie czynnym. Sygnał przesuwający doprowadza się do bazy każdego z tranzystorów rejestru. Jedyne ograniczenie co do liczby stopni wynika ze wzrostu pojemności między emiterem a wspólnym punktem układu oraz ze zmniejszania się wypadkowej oporności dodatniej, która musi być większa od oporności ujemnej tranzystora czynnego. Doświadczenie wskazuje, że liczba tranzystorów układu nie może przekraczać dziesięciu.

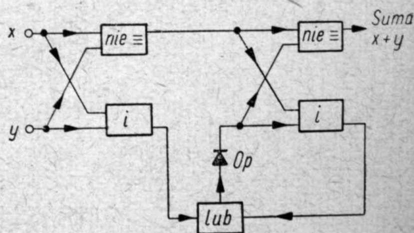


Rys. 8.34. Schemat rejestru zliczającego złożonego ze stopni typu przedstawionego na rysunku 8.32a

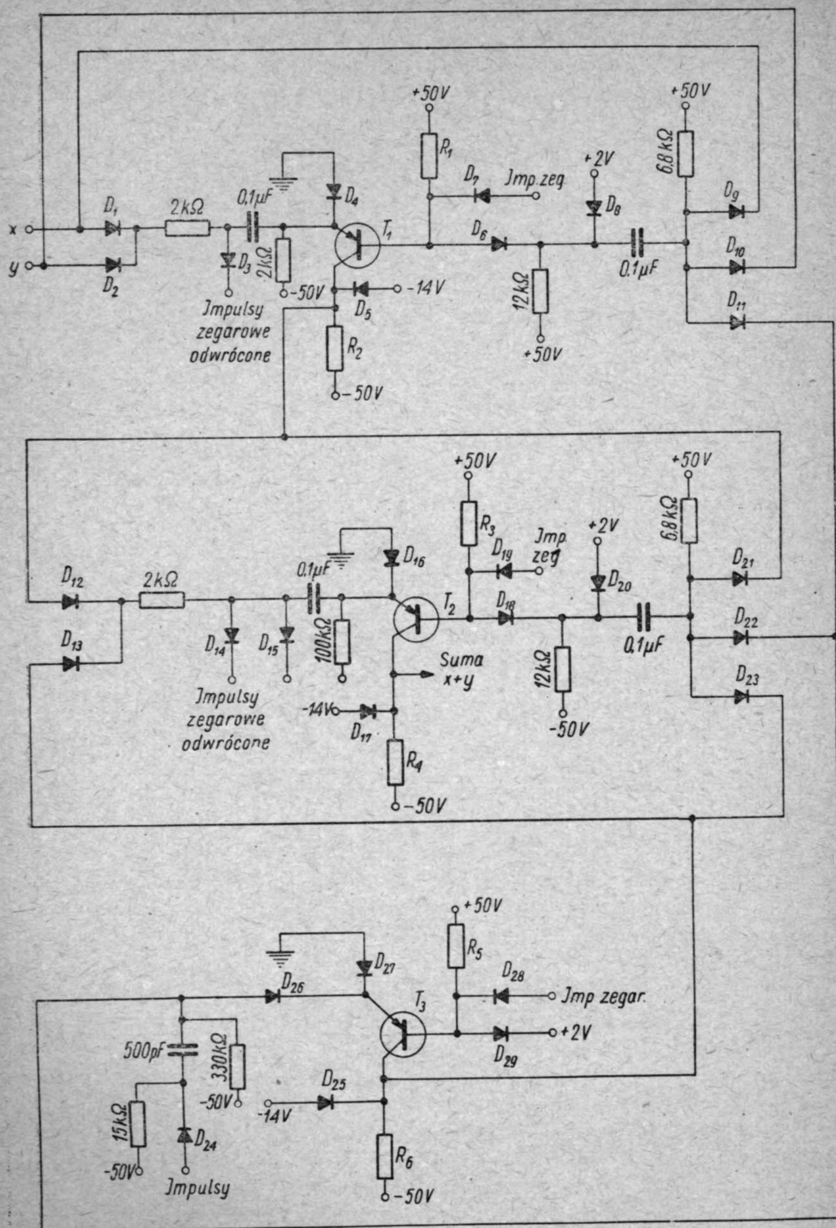
8.3.2. Tranzystory w układach sumujących

Omówimy teraz przykłady zastosowania tranzystorów w obwodach sumujących. Schemat blokowy sumatora przedstawiono na rysunku 8.35. Schemat zawiera dwa obwody negacji „nie", dwa obwody koincydencji „i", jeden obwód „lub" i jeden obwód opóźniający „op". Szczegółowy schemat sumatora przedstawiono na rysunku 8.36. Układ na tranzystorze T_1 wykonuje pierwszą operację „nie" i dostarcza (na kolektorze) informację „x nie" $\equiv$ y opóźnioną o 0,5 μsek. Środkowy stopień na tranzystorze T_2, dostarczający informacji „nie $\equiv$" (na kolektorze), otrzymuje sygnał „x nie $\equiv$ y" z kolektora tranzystora T_1 i opóźnione „przeniesienie" z kolektora tranzystora T_3.

Ze względu na opóźnienie sygnału dostarczanego przez tranzystor T_1 o 0,5 μsek sygnał wyjściowy z tranzystora T_2 musi

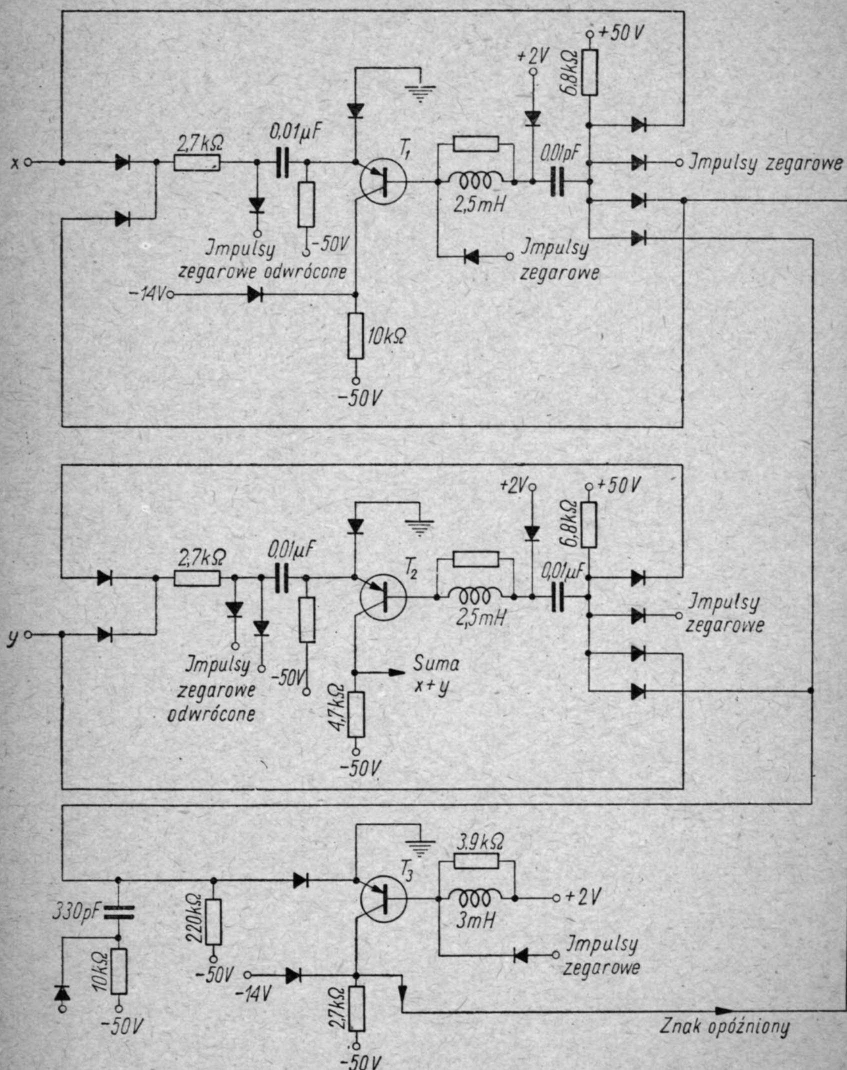


Rys. 8.35. Schemat blokowy sumatora



Rys. 8.36. Schemat szczegółowy sumatora

być opóźniony o około 1 μsek, co osiąga się za pomocą impulsów o odpowiedniej amplitudzie i biegunowości, doprowadzanych do diody D_{15}. Oba obwody koincydencji zawierają się w obu obwodach „nie ≡" i ich sygnały wyjściowe są sumowane w obwodzie „lub"



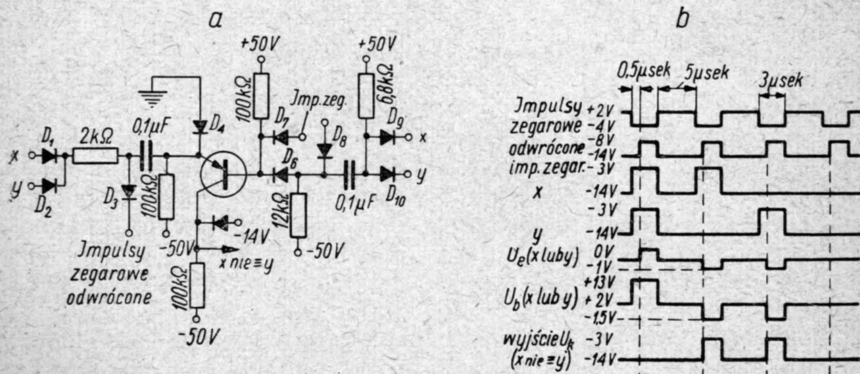
Rys. 8.37 Inny schemat szczegółowy sumatora

diod D_{11} i D_{22} dając „przeniesienie". Dolny stopień układu na tranzystorze T_3 opóźnia to „przeniesienie" o okres jednego miejsca. To opóźnienie o jedno miejsce można uzyskać np. za pomocą rejestru z rysunku 8.36. W sumatorze tym zastosowano 3 tranzystory i 29 diod półprzewodnikowych.

Odmienny trochę schemat sumatora pokazano na rysunku 8.37. Każdy z dwóch tranzystorów T_1 i T_2 jest połączony z obwodami wejściowymi dostarczającymi informacji x i y, które należy dodać w ten sam sposób co poprzednio. Jeśli oba impulsy wyjściowe są tego samego rodzaju, to tranzystory nie dają sygnału wyjściowego.

Ten układ sumatora różni się od układu poprzedniego jedynie częścią obwodu bazy poszczególnych tranzystorów. W sumatorze tym w obwodach bazy zastosowano indukcyjności tłumione przez równoległą oporność. Dzięki zastosowaniu indukcyjności uzyskuje się impuls wyjściowy o ściśle określonej amplitudzie i o czasie trwania, który jest prawie niezależny od czasu trwania doprowadzonego impulsu.

W celu wyjaśnienia, w jaki sposób działa obwód „nie ≡", którego zadaniem jest generacja impulsu, gdy sygnały x i y są różne (np. gdy x jest „1", a y jest „0" lub odwrotnie), przedstawiono na rysunku 8.38 schemat układu wykonującego to zadanie oraz przebiegi potencjału na poszczególnych elektrodach tranzystora.



Rys. 8.38. Podstawowe ogniwa sumatora z rysunku 8.36:
a — schemat; b — przebiegi prądowe

Z rozkładu potencjałów wynika, że impuls jest generowany tylko wtedy, gdy sygnały x i y są różne. Jeśli sygnały x i y są jednakowe, np. „1" (odpowiada to impulsom tej samej amplitudy

i długości), to diody D_1, D_2, D_9 i D_{10} powodują zmianę potencjału emitera i bazy w tym samym kierunku i potencjał kolektora pozostaje nie zmieniony. Ażeby zapobiec powstawaniu odpowiedzi w kolektorze w przypadku przesunięcia w czasie obu sygnałów x i y, wprowadza się dodatkowe impulsy zegarowe o fazie przeciwnej, które aktywują tranzystor dopiero po pojawieniu się obu sygnałów x i y.

8.4. ZASTOSOWANIE TRANZYSTORÓW W INNYCH URZĄDZENIACH

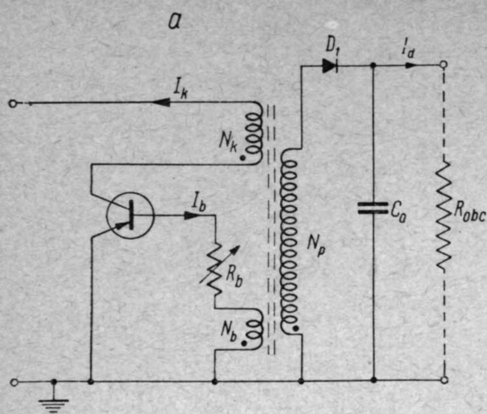
Tranzystor ze względu na swą wysoką sprawność energetyczną, osiąganą przy bardzo małych napięciach zasilających, umożliwia wykonywanie prostych urządzeń pomiarowych przenośnych o małych rozmiarach i małej wadze.

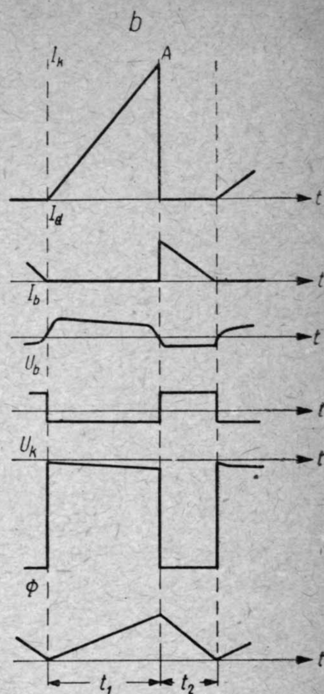
Na szczególną uwagę zasługuje również zastosowanie tranzystorów w przetwornicach energii prądu stałego na energię prądu zmiennego o małej i średniej mocy. Ze względu na brak części ruchomych lub drgających przetwornice te odznaczają się dużą trwałością, a prócz tego wyróżniają się małą wagą i małymi rozmiarami.

Omówimy teraz pokrótce szereg zastosowań tranzystora o dużej wartości użytkowej.

8.4.1. Przetwornice tranzystorowe

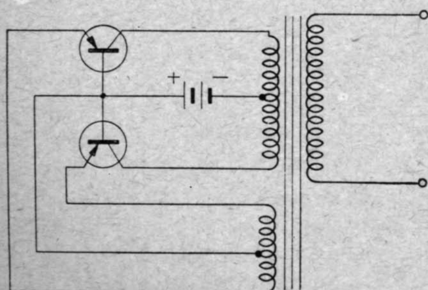
Zaczniemy od najbardziej atrakcyjnego zastosowania tranzystora w przetwornicach tranzystorowych. Zasadę działania przetwornic tego typu wyjaśnia układ przedstawiony na rysunku 8.39a. Uzwojenia N_b i N_k są sprzężone magnetycznie w ten sposób, że spełniony jest warunek wzbudzania się drgań w układzie. Zmienna oporność R_b służy do ustalenia takich warunków, które zapewniają maksymalną wartość mocy przeniesionej do obwodu wtórnego za pomocą uzwojenia N_p. Uzwojenie wtórne N_p dostarcza mocy prądu zmiennego do obwodu złożonego z prostownika D_1, kondensatora C_0 filtrującego składową zmienną i z oporności R_{obc} obwodu prądu stałego zasilanego przez przetwornicę. Ze względu na duże sprzężenie między uzwojeniami sposób pracy układu przypomina sposób pracy obserwowany w telewizyjnych generatorach wysokiego napięcia. Narastanie prądu jest tu jednak bardziej powolne. Przebiegi prądowe w uzwojeniach transformatora i przebiegi napięcia na elektrodach tranzystora pokazano na rysunku 8.39b.



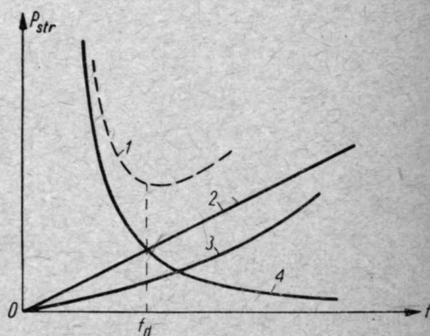


Rys. 8.39 Układ generatora tranzystorowego stosowanego w przetwornicach:

a — schemat; b — przebiegi prądowe w poszczególnych punktach układu



Rys. 8.40. Schemat generatora tranzystorowego przeciwsobnego stosowanego w przetwornicach



Rys. 8.41. Zależność strat od częstotliwości:

1 — całkowita strata mocy; 2 — straty w tranzystorze w okresie stanu nieustalonego; 3 — straty w rdzeniu; 4 — straty w miedzi

Znaczny wzrost sprawności osiąga się przez zastosowanie dwóch tranzystorów połączonych w układzie przeciwsobnym (rys. 8.40). Przy odpowiednim doborze transformatora uzyskuje się napięciowe przebiegi prostokątne, dzięki czemu sprawność urządzenia jest wysoka (ok. 85%).

Przy projektowaniu tego rodzaju układów należy brać pod uwagę częstotliwość drgań, wybór materiału rdzenia transformatora, wybór szczeliny powietrznej w rdzeniu oraz stosunek zwojów transformatora. O wyborze częstotliwości decydują straty w rdzeniu i w miedzi transformatora oraz straty w tranzystorze powstające podczas dużej wartości napięcia na kolektorze, któremu towarzyszy przepływ dużego prądu nośników mniejszościowych (punkt *A* na rys. 8.39b) zmagazynowanych w obszarze bazy. Wzajemny stosunek wartości poszczególnych strat ilustruje rysunek 8.41. Częstotliwość drgań f_d należy wybrać tak, aby suma strat była jak najmniejsza. Zakres częstotliwości, dla którego ten warunek jest spełniony, obejmuje częstotliwości od 300 do 10 000 Hz. Przy małych mocach i większych częstotliwościach wybiera się rdzenie

Tablica 8.1

Zestawienie danych elektrycznych przetwornic tranzystorowych

Rodzaj parametru	Jednostka	Rodzaj przetwornicy			
		wysokiego napięcia	niskiego napięcia	średniego napięcia	do zasilania oscylografu
Napięcie wejściowe	V	1,3–2,6	6	12	12
Napięcie wyjściowe	V	30	45	100–150	200 i 150
Prąd wyjściowy	mA	0,07	3	–	0,8 i 3
Moc tranzystora	mW	25	50	2000	2000
Rodzaj rdzenia		ferrytowy	ferrytowy	z żelaza krzemowego	ferrytowy
Wymiary rdzenia	cm	1,3 x 1, 1 x 1,0	4 x 4 x 2,3	5 x 5 x 3	7 x 6 x 5
Sprawność	%	60 (przy 2,6 V)	80	75	70

ferrytowe, przy większych mocach zmniejsza się raczej częstotliwość pracy i wybiera rdzenie żelazne.

W przetwornicach o pojedynczym tranzystorze sprawność wynosi od 70 do 75% przy użyciu rdzeni ferrytowych i częstotliwości około 1200 Hz lub przy użyciu rdzeni z żelaza krzemowego typu *C* (o grubości blach 100 μ) i częstotliwości pracy około 700 Hz. Straty w miedzi wynoszą około 25% całkowitych strat, zaś w oporności kolektora około 20%.

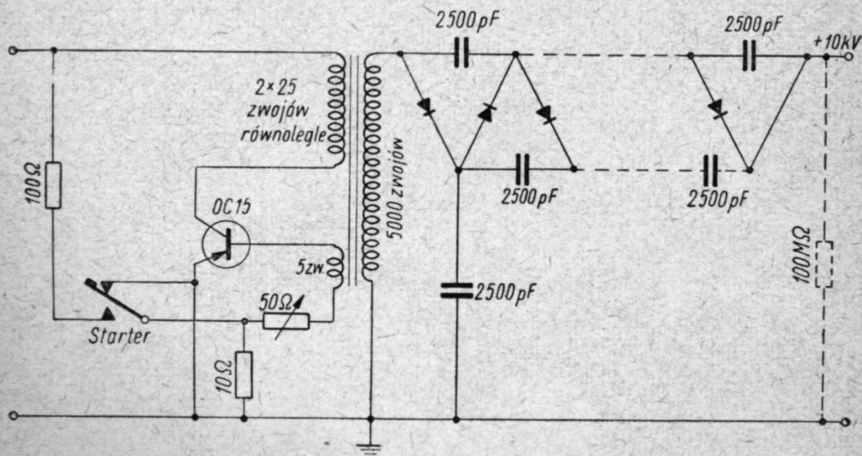
Napięcie dostarczane przez przetwornicę zmienia się proporcjonalnie do zmian napięcia zasilania przetwornicy. Wpływ temperatury, w granicach zmian od 20 do 40°C, na sprawność ogólną i napięcie wyjściowe jest niewielki i nie przekracza 3%.

Dane elektryczne zebrane w tablicy 8.1 ilustrują wyniki osiągane za pomocą tego rodzaju przetwornic.

Przy dużym transformatorze i tranzystorze o dużym zapasie mocy osiąga się sprawność około 90%.

W przetwornicach dużej mocy, w których używa się tranzystorów połączonych w układzie przeciwsobnym, uzyskuje się moce wyjściowe około 20 W przy napięciu zasilania 45 V i sprawności ponad 80%.

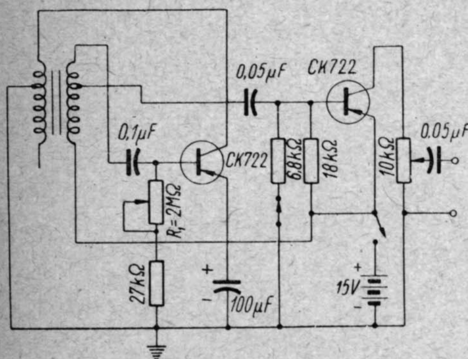
Na rysunku 8.42 przedstawiono schemat przetwornicy tranzystorowej, dostarczającej napięcia 10 kV.



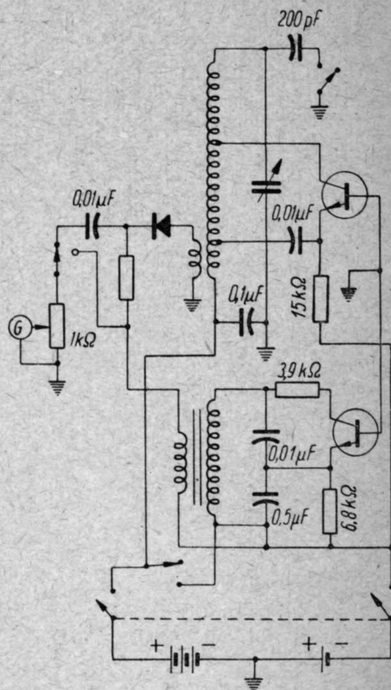
Rys. 8.42. Schemat przetwornicy tranzystorowej dostarczającej napięcie 10 kV

8.4.2. Tranzystory w przenośnej aparaturze pomiarowej

Tranzystory znajdują również szerokie zastosowanie w przenośnej aparaturze pomiarowej. Na rysunku 8.43 przedstawiono schemat generatora impulsów prostokątnych o częstotliwości regulowanej za pomocą oporności R_1 od 200 do 6000 Hz. Na rysunku 8.44 pokazano układ przenośnego generatora sygnałów wzorcowych modulowanego częstotliwością 700 Hz do głębokości 30%. Zakres strojenia generatora wynosi od 400 do 500 kHz i od 550 do 1700 kHz. Napięcie wyjściowe wielkiej częstotliwości jest regulowane w granicach od 0 do 25 mV.



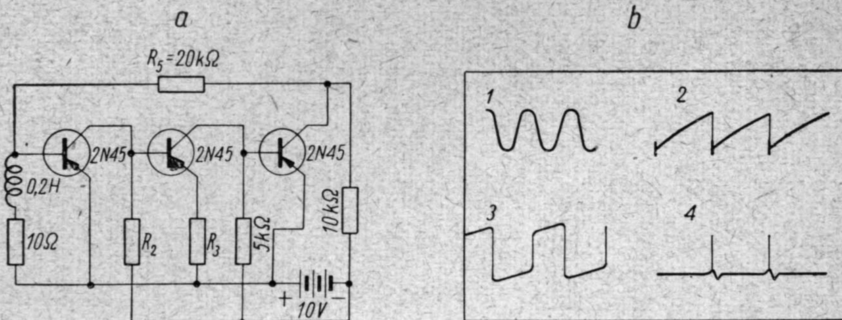
Rys. 8.43. Schemat generatora impulsów prostokątnych



Rys. 8.44. Schemat przenośnego generatora sygnałów wzorcowych

Generator przebiegów odkształconych, przedstawiony na rysunku 8.45a, dostarcza napięć o przebiegach bardzo różnorodnych (rys. 8.45b), zależnych od wzmocnienia układu kontrolowanego za pomocą oporności R_3. Generator ten jest trzystopniowym wzmacniaczem o sprzężeniu zwrotnym uzyskanym za pomocą oporności R_5.

Wzmacniacze tranzystorowe znajdują bardzo szerokie zastosowanie w szeregu urządzeniach. Stosuje się je w wielu wypadkach ze względu na małe rozmiary aparatury, dużą sprawność energetyczną i uniezależnienie się od zasilania z sieci prądu 50-okresowe-



Rys. 8.45. Generator przebiegów odkształconych:

a — schemat; b — przebiegi prądowe; *1* — przy R_3 = 100Ω; *2* — przy R_3 = 50Ω; *3* — przy R_3 = 10Ω; *4* — przy R_3 = 10Ω i R_2 = 600Ω

go. Schematy takich urządzeń pokazano na rysunkach 8.46 i 8.47.

Na rysunku 8.46 przedstawiono układ trzystopniowego wzmacniacza tranzystorowego wykonanego na tranzystorach warstwowych i przeznaczonego dla słabo słyszących. Wzmocnienie tego układu wynosi około 80 dB.

Rys. 8. 46. Tranzystorowy wzmacniacz małej częstotliwości używany w aparatach dla słabo słyszących

Układ pokazany na rysunku 8.47 jest modulatorem tranzystorowym przeznaczonym do sterowania automatycznego pilota stosowanego w aparaturze używanej do szkolenia pilotów. Wzmacniacz

ten zamienia sygnały kontrolne prądu stałego na prądowe przebiegi zmienne. Modulacja prądu o częstotliwości 400 Hz przez te sygnały odbywa się za pomocą modulatora pierścieniowego. Sygnał o częstotliwości 400 Hz otrzymany po modulacji zostaje wzmocniony przez trzystopniowy wzmacniacz, a następnie faza tego sygnału jest w odpowiednim fazomierzu porównywana z fazą sygnału odniesienia o częstotliwości 400 Hz.

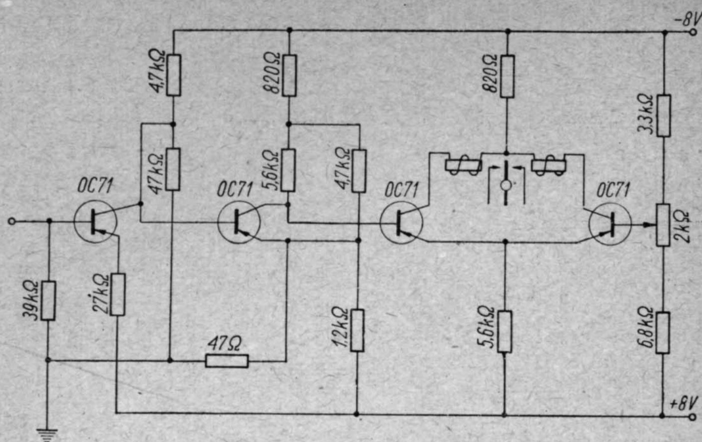
Rys. 8.47. Modulator tranzystorowy stosowany w autopilocie

Dalsze przykłady wzmacniaczy tranzystorowych zastępujących wzmacniacze lampowe, np. w serwomechanizmach, przedstawiono na rysunkach 8.48, 8.49 i 8.50. Są to wzmacniacze prądu stałego stabilizowane temperaturowo.

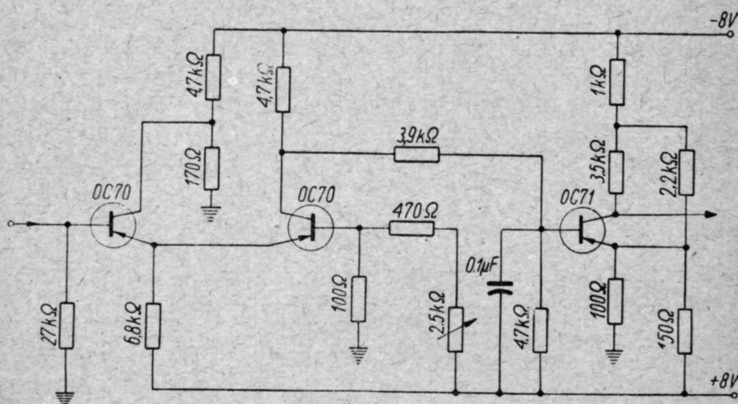
Tranzystory dzięki znacznie różniącym się w stosunku do lamp elektronowych napięciom i prądom mogą być z powodzeniem stosowane w zasilaczach dostarczających małych napięć i dużych prądów do celów stabilizacji napięcia wyjściowego lub stabilizacji prądu. Przykłady takich urządzeń, a mianowicie układów do stabilizacji prądu i napięcia, przedstawiono na rysunkach 8.51 i 8.52.

W układzie stabilizacji prądu (rys. 8.51) zmiana napięcia na oporniku R_1 wywołuje zmianę prądu kolektora w tranzystorze T_2, co pociąga za sobą zmianę prądu tranzystora T_1 w przeciwnym kierunku. W układzie stabilizacji napięcia (rys. 8.52) przy zmianach napięcia zasilania prąd tranzystora w oporności R_k ulega zmianie zmieniając napięcie na siatce tyratronu.

Omawiane już poprzednio zalety tranzystorów, a mianowicie ich odporność na wstrząsy, duża sprawność energetyczna, umo-



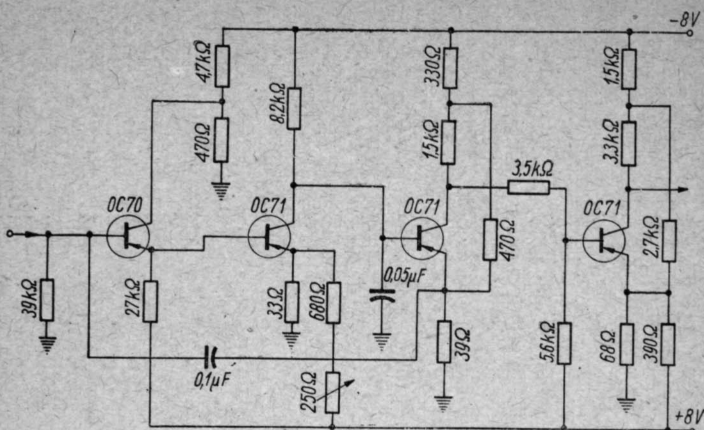
Rys. 8.48. Schemat wzmacniacza tranzystorowego stosowanego w sermomechanizmie o mocy 0,11 W



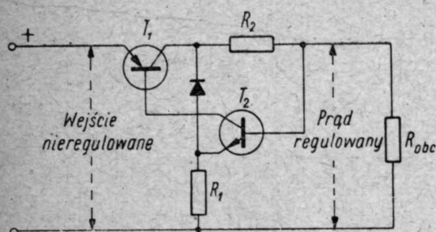
Rys. 8.49. Schemat wzmacniacza tranzystorowego o wzmocnieniu 500-krotnym i szerokości pasma 30 kHz

żliwienie wprowadzenia daleko posuniętej miniaturyzacji podzespołów, wskazują na duże korzyści wynikające z zastosowania tranzystorów w telemetrii.

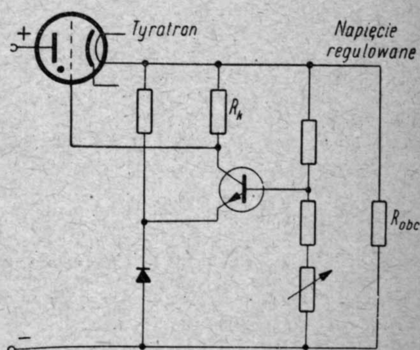
Jedyną ich wadą w tym przypadku jest wrażliwość na zmiany temperatury. Do celów telemetrii można wykorzystać równie dobrze zależność częstotliwości od napięcia, jak i zależność częstotliwości od reaktancji.



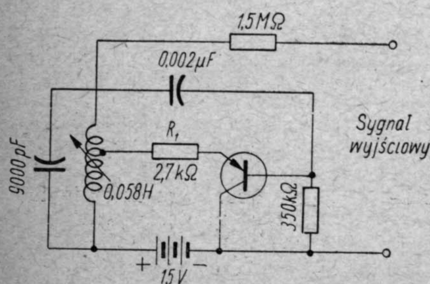
Rys. 8.50. Schemat wzmacniacza prądu stałego o wzmocnieniu 25 000 (napięcie wyjściowe 5 V na oporności 1500 Ω)



Rys. 8.51. Układ tranzystorowego stabilizatora prądu

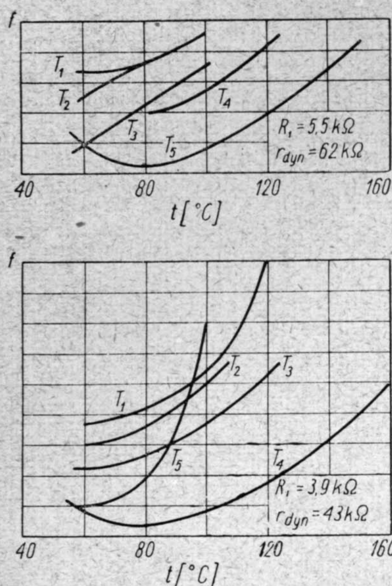


Rys. 8.52. Układ tranzystorowego stabilizatora napięcia



Rys. 8.53. Układ generacyjny o zmiennej indukcyjności

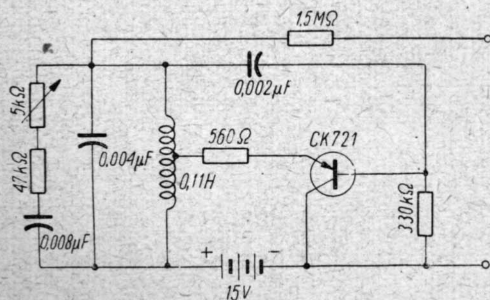
Układ o zmiennej indukcyjności przedstawiono na rysunku 8.53. Wpływ temperatury na częstotliwość tego układu można osłabić zmniejszając sprzężenie między obwodem rezonansowym a tranzystorem za pomocą oporności R_1 i stosując



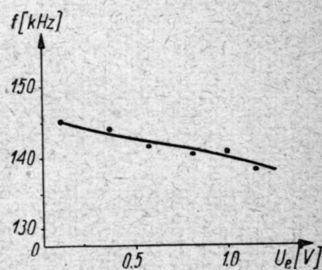
Rys. 8.54. Wpływ sprzężenia z generatorem na zależność częstotliwości od temperatury dla generatora z rysunku 8.53 dla dwóch różnych wartości oporności R_1 i r_{dyn}

możliwie dużą dobroć obwodu rezonansowego (rys. 8.54). Zmianę częstotliwości można uzyskać również za pomocą oporności połączonej według rysunku 8.55. Wadą tego układu jest jednak duże zmienne (wywołane zmianą oporności) tłumienie obwodu, co powoduje powstawanie na obwodzie *LC* bardzo zniekształconych i o zmiennej amplitudzie napięć. Wpływ napięcia zasilania, np. emitera na częstotliwość generatora, można ocenić najlepiej na podstawie wykresu przedstawionego na rysunku 8.56, który wskazuje na dużą czułość generatora tranzystorowego na zmiany napięcia emitera.

Te krótkie rozważania wskazują na to, że tranzystor spełnia warunki kwalifikujące go do zastosowania w telemetrii. Według danych literatury technicznej tranzystory są z powodzeniem stosowane w urządzeniach



Rys. 8.55. Inny sposób zmiany częstotliwości generatora



Rys. 8.56. Przedstawienie wpływu napięcia emitera generatora tranzystorowego na jego częstotliwość

do kierowania rakiet i pocisków oraz w urządzeniach do kontrolowania i określania parametrów ich lotu.

LITERATURA

1. *R. Baker, I. Lebow, R. Mac Mahon:* Transistor Shift Registers, PIRE, July, 1954.
2. *G. Bruce, J. Logue:* An Experimental Transistorized Calculator. Electrical Engineering, December, 1955.
3. *G. Chaplin:* The Transistor Regenerative Amplifier as a Computer Element. Proc. IEE, Part III, 1954, str. 298.
4. *Cooke-Yarborough:* A Versatile Transistor Circuit. Proc. IEE, Part III, 1954, str. 281.
5. *F. Chase:* Junction Transistors and Diodes for Power Regulation. Bell Lab. Record, September, 1955.
6. *„Electronus";* Einige praktische Beispiele für Transistoroszillatoren" Radio und Fernsehen, nr 1, 1956.
7. *G. Ettinger:* Transistor Amplifiers for Analog Computers. Electronics, July, 1955.
8. *L. Freedman, T. Stanley, D. Holmes:* An Experimental Automobile Receiver Employing Transistors. PIRE, June, 1955.
9. *J. Felker:* Regenerative Amplifier for Digital Computer Applications. PIRE, November, 1952.
10. *L. Fleming:* Broadcast-Band. Test Oscillator Using Transistors. Radio & Television News, October, 1955.
11. *D. Holmes, T. Stanley, L. Freedman:* Developmental Pocketsize Broadcast Receiver Employing Transistors. PIRE, June, 1955.
12. *L. Hunter, H. Fleisher:* Graphical Analysis of Some Transistors Switching Circuits. PIRE, nr 11, 1952.
13. *R. Heule:* A Multistable Transistor Circuit. Electrical Engineering, July, 1955.
14. *E. Keonjian, J. Suran:* Transistors Generate Multiwaveforms. Electronics, July, 1955.
15. *E. Louis:* A Transistorized Pulse Generator. Radio & Television News, January, 1954.
16. *J. Linvill:* Nonsaturating Pulse Circuits Using Two Junction Transistors. PIRE, July, 1955.
17. *J. Linvill:* Transistor Negative Impedance Convertors. PIRE, June, 1953.
18. *J. Linvill: RC* Active Filters. PIRE, March, 1954.
19. *R. Lohman:* Complementary Symmetry Transistor Circuits. Electronics, September, 1953.
20. *R. Markowitz:* Transistorized Radar Scope Display Unit. Electronics, October, 1953.
21. *F. Riddle:* Transistors in Telemetry. Electronics, January, 1954.
22. *H. Salow:* Die heutigen Leitungsdaten des Transistors und die daraus folgenden Anwendungs Möglichkeiten in der Fernsprecher Technik. FTZ, nr 7, 1954.
23. *A. Stern, J. Raper:* Transistor Broadcast Receiver. Electrical Engineering. December, 1954.
24. *G. Stutzer:* Transistors in Airborne Equipment. PIRE, November, 1954.
25. Transistor Topics. The Short Wave Magazine, Vol. XII, May, 1954.

N a k ł a d e m

WYDAWNICTWA
MINISTERSTWA OBRONY NARODOWEJ

w y d a n e z o s t a ł y

NASTĘPUJĄCE KSIĄŻKI O TEMATYCE TECHNICZNEJ
(z zakresu elektryczności i dziedzin pokrewnych):

B. S. Sotskow: ELEMENTY URZĄDZEŃ AUTOMATYKI I TELEMECHANIKI. Warszawa 1955, format B5, s. 567, rys. i tabl. Cena 57 zł 40 gr. Opr. półpłócien.

N. Pleszkow i *A. Zingerenko:* TECHNIKA ŁĄCZNOŚCI DALEKOSIĘŻNEJ: Warszawa 1955, format A5, s. 399, rys. i tabl. Cena 29 zł 85 gr. Opr. półpłócien.

A. Puchalski: POMIARY W ŁĄCZNOŚCI DALEKOSIĘŻNEJ. Warszawa 1955, format A5, s. 339, rys. i tabl. Cena 26 zł 60 gr. Opr. płócienna.

Dr inż. Stanisław Ryżko: URZĄDZENIA RADIONADAWCZE. Cz. I. Warszawa 1954, format B5, s. 264, rys. i tabl. Cena 25 zł. Opr. półpłócienna.

Dr inż. Stanisław Ryżko: URZĄDZENIA RADIONADAWCZE. Cz. II. Warszawa 1956, format B5, s. 251, rys. i tabl. Cena 24 zł 65 gr. Opr. półpółcienna.

N. Izjumow: KURS RADIOTECHNIKI. Warszawa 1956. Wyd. II. Format A5, s. 558, rys. i tabl. Cena 49 zł 50 gr. Opr. płócienna.

W. Nielepiec i *G. Biełocerkowski:* PODSTAWY RADIOLOKACJI. Warszawa 1956, format A5, s. 351, rys. i tabl. Cena 29 zł 70 gr. Opr. płócienna.

S. Popkow: PODTAWY ELEKTRYCZNEGO NAPĘDU NADĄŻNEGO. Warszawa 1956, format A5, s. 312, rys. i tabl. Cena 25 zł. Opr. płócienna.

W. Szlandin: PODSTAWY ELEKTROAUTOMATYKI I TELEMECHANIKI. Warszawa 1957, format B5, s. 447, rys. i tabl. Cena 65 zł. Opr. płócienna.

w druku są:

A. Charkiewicz: ZARYS OGÓLNEJ TEORII ŁĄCZNOŚCI (Teoria informacji).

W. Siforow: ODBIORNIKI ULTRAKRÓTKOFALOWE.

w przygotowaniu:

Stanisław Paszkowski: ZASADY ZDALNEGO KIEROWANIA POCISKAMI RAKIETOWYMI.

Kulebakin: ENERGETYCZNE URZĄDZENIA ELEKTRYCZNE SAMOLOTÓW.

przewidziane do wydania:

A. Kiliński: MATERIAŁOZNAWSTWO RADIOTECHNICZNE.

Z. Jagodziński: URZĄDZENIA RADIONAWIGACYJNE.

i wiele innych książek dotyczących podstawowych problemów współczesnej techniki, w której wykorzystuje się zjawiska elektryczne.

Nak

M

B. S

N. P

A.

Dr i

Dr i

N. Iz

W. N

S. P

W. Sz

Wykaz niektórych typów tranzystorów

Lp	Typ	Rodzaj	Połączenie	k_p [dB]	P_{wy} [mW]	$f_{g\alpha}$ [MHz]	α (lub b)	r_{we} [kΩ]	r_{wy} [kΩ]	F [dB]	U_{ko} [V]	$U_{ko\,max}$ [V]	I_{ko} [mA]	$I_{ko\,max}$ [mA]	I_{eo} [mA]	$P_{k\,str}$ [mW]	Zastosowanie	Producent	Uwagi
1	0C70	*p-n-p*	*WE*	—	—	0,3	30	2,2*a*	*b*	10	−5	−10	−0,5	−10	—	25	Wzmacniacz	Amperex Electronic Corp.	*a* — h_{11}; *b* — admitancja h_{22} $23 \cdot 10^{-6}$ S; *c* — admitacja h_{22} $80 \cdot 10^{-6}$ S
2	0C71	*p-n-p*	*WE*	—	—	0,3	47	0,8*a*	*c*	10	−5	−10	−3	−10	—	25			
3	2N34	*p-n-p*	*WE*	40	—	—	0,98	0,5	30	50	−6	−25	−1	−8	+1	50*a*	,,	Fretco Inc.	*a* — przy 30°C
4	2N35	*n-p-n*	*WE*	40	—	—	0,98	0,5	30	50	6	25	1	+8	−1	50*a*			
5	2N43	*p-n-p*	*WB*	28	45	—	0,98	0,06	4,5	33	−5	−45	—	−50	5	150	,,	General Electric Company	
6	2N76	*p-n-p*	*WB*	28	—	—	0,99	0,055	50	—	−5	−20	—	−10	1	50	,,		
7	GT — 14	*p-n-p*	*WE*	36	—	—	28	0,8	1500	16	−6	−25	—	—	—	70	,,	General Transistor Corp.	
8	GT — 34	*p-n-p*	*WE*	32	—	—	15	0,4	1000	16	−6	−25	—	—	—	70	,,		
9	2N44	*p-n-p*	*WE*	33	—	1,0	—	0,22	45	22	−20	−45	—	—	—	150	,,		
10	2N47	*p-n-p*	*WE*	40	25	1,0	0,975	1	25	15	−5	−35	−1	−20	—	50	,,	Philco Corp.	
11	2N49	*p-n-p*	*WE*	40	25	1,0	0,975	1	25	12	−5	−35	−1	−20	—	50	,,		
12	2N77	*p-n-p*	*WE*	41	—	0,013	0,55	1,98	95	6,5	−4	−25	−0,7	−15	0,7	35	,,	Radio Corp. of America	*a* — zależnie od temperatury
13	2N104	*p-n-p*	WE	41	—	0,0139	0,44	1,05	68	12	−6	−30	−1,0	−50	1,0	150*a*	,,		
14	2N105	*p-n-p*	*WE*	42	—	0,014	0,55	1,75	100	4,5	−4	−25	−0,7	−15	0,7	35	,,		
15	2N63	*p-n-p*	*WE*	39	—	0,6	22	0,8	20	25	−6	−22	—	−10	1	100	,,	Raytheon MFG. Corp.	
16	2N64	*p-n-p*	*WE*	41	—	0,8	45	1,5	20	22	−6	−15	—	−10	1	100	,,		
17	2N65	*p-n-p*	*WE*	42	—	1,2	90	2,7	20	20	−6	−12	—	−10	1	100	,,		
18	2N106	*p-n-p*	*WE*	36	—	0,8	25	1,0	20	12	−2,5	−6	—	−10	0,5	100	,,		
19	CK721	*p-n-p*	*WE*	41	—	0,8	45	1,5	20	22	−6	−15	—	−10	1	172	,,		
20	CK722	*p-n-p*	*WE*	39	—	0,6	22	0,8	20	25	−6	−22	—	−10	1	172	,,		
21	CK725	*p-n-p*	*WE*	42	—	1,2	90	2,7	20	20	−6	−12	—	−10	1	172	,,		
22	CK727	*p-n-p*	*WE*	36	—	0,8	25	1,0	20	12	−2,5	−6	—	−10	0,5	172	,,		
23	DR — 154	*p-n-p*	*WE*	38	—	—	0,992	—	—	18	—	−25	—	—	—	50	,,	Tung-Sol Electric Inc.	
24	2N54	*p-n-p*	*WE*	40	—	0,5	0,97	0,5	50	—	−20	−45	−1	−10	—	200	,,	Westinghouse Electric Corp.	
25	2N71	*p-n-p*	*WE*	25	—	0,4	—	—	0,5	—	−25	−75	−40	−250	—	1000	,,		
26	RR106	*p-n-p*	*WE*	18	200	—	—	—	—	—	−6	−12	—	—	—	—	,,	Radio Receptor Comp	
27	3604	*p-n-p*	*WB*	—	—	0,8	0,93	—	—	—	—	—	—	—	—	50	,,	LCT (Francja)	
28	3607	*p-n-p*	*WB*	—	—	0,8	0,97	—	—	—	—	—	—	—	—	50	,,		
29	3609	*p-n-p*	*WB*	—	—	1,8	0,97	—	—	—	—	—	—	—	—	50	,,		
30	CK760	*p-n-p*	*WE*	—	—	5	40	—	—	—	−6	—	—	—	1	120	,,	Raytheon MFG. Co	
31	CK761	*p-n-p*	*WE*	—	—	10	45	—	—	—	−6	—	—	—	1	120	,,		
32	CK762	*p-n-p*	*WE*	—	—	20	65	—	—	—	−6	—	—	—	1	120	,,		
33	2N109	*p-n-p*	*WE*b	33	—	—	0,70*a*	0,375	20	—	−9	−25	−13	−50	13	50	,,	Radio Corp. of America	*a* — dla dużych sygnałów; b — klasa *B*
34	2N139	*p-n-p*	*WE*	30	—	4,7	48	—	—	4,5	−9	−16	—	−15	1	35	,,		
35	2N140	*p-n-p*	*WE*	27	—	7	45	—	—	—	−9	−16	—	−15	0,4	35	,,		
36	TS — 162	*p-n-p*	*WB*	37	—	0,5	0,93	—	—	20	−10		−10	—	—	50	,,	Tung-Sol Electric Inc.	
37	TS — 165	*p-n-p*	WB	42	—	1,1	0,99	—	—	20	−25		−10	—	—	50	,,		
38	OC — 601	*p-n-p*	*WE*	32—40	—	—	9—19	—	—	20	4,5	−20	1	−20	—	50	,,	Telefunken	
39	OC — 602	*p-n-p*	*WE*	32—42	—	—	20—50	—	—		4,5	−20	1	−30	—	50	,,		
40	OC — 604	*p-n-p*	*WB*	40—48	—	—	40÷150	—	—	15	4,5	−40	1	−40	—	50	,,		

Lp	Typ	Rodzaj	Połączenie	k_p [dB]	P_{wy} [mW]	f_{ga} [MHz]	a (lub b)	r_{we} [kΩ]	r_{wy} [kΩ]	F [dB]	U_{ko} [V]	$U_{ko\,max}$ [V]	I_{kr} [mA]	$I_{ko\,max}$ [mA]	I_{eo} [mA]	$P_{k\,str}$ [mW]	Zastosowanie	Producent	Uwagi
41	OC —.76	p-n-p	WE	—	—	0,16	—	—	—	—	−6	−30	—	−125		50	,,	Valvo	
42	C1A	ostrzowy	WB	15—19e	—	—	1,2	0,75a	7b	—	−20	−40	—	−10	—	100	,,	ZSRR	*a* — r_{11}; *b* — r_{22}; *c* — r_e; *d* — r_k; *e* — przy $R_g = 500\Omega$ i $R_{obc} = 10$ kΩ; *f* — przy $R_g = 600\Omega$ i $R_{obc} = 30$ kΩ (w połącz. *WE* przy częst. 1000 Hz); *g* — przy $R_g = 100\Omega$ i $R_{obc} = 10$kΩ; *h* — przy $R_g = 500\Omega$ i $R_{obc} = 100$ kΩ
43	C1B	ostrzowy	WB	15—19e	—	—	1,5	0,75a	7b	—	−20	−40	—	−10	—	100	,,		
44	C1Д	ostrzowy	WB	15—22e	—	—	1,5	0,75a	7b	—	−20	−40	—	−6	—	50	,,		
45	C2B	ostrzowy	WB	—	—	—	1,6	1,5a	7b	—	−10	−20	—	−6	0,3	50	Generator		
46	C1E	ostrzowy	WB	15h	—	—	1,5	0,75a	7b	—	−20	−40	—	−6	0,3	50	Wzmacniacz		
47	C2Г	ostrzowy	WB	—	—	—	1,6	1,5a	7b	—	−10	−20	—	−6	0,3	50	Generator		
48	П1A	p-n-p	WB	30f	—	—	0,9	0,03c	300d	—	−10	−20	—	−5	1	50	Wzmacniacz		
49	П1E	p-n-p	WB	30f	—	—	0,94	0,03c	300d	35f	−10	−20	—	−5	—	50	,,		
50	П2A	p-n-p	WB	17g	100	—	0,9				−50	−100	−5	−10	—	250	,,		
51	GT—760	p-n-p	WE	32	—	5	30	—	—	—	−6	−12	—	—	—	50	,,	General Transistor Corp.	
52	GT—761	p-n-p	WE	33	—	10	60	—	—	—	−6	−12	—	—	—	50	,,		
53	GT—762	p-n-p	WE	—	—	20	150	—	—	—	−3	−6	—	—	—	50	,,		
54	2N97	n-p-n	WEa	20	—	1,0	15	0,5	10	20	30	—	—	−10	−10	50	,,	Germanium Prod. Corp.	*a* — 455 kHz, nie zneutralizowany
55	SB — 100	—	WE	33a	—	30—60	0,95	3,0	50	15a	−3,0	−4,5	−0,2	−5	—	10	,,	Philco Corp.	*a* — zneutralizowany 455 kHz; *b* — zneutralizowany 20 MHz; *c* — przy mcz
56	L — 5108	—	WB	18b	—	60—80	0,95	0,4	1,5	15c	−3,0	−4,5	−0,2	−5	—	10			
57	2N112	p-n-p	WE	32	—	5	40	0,6	25	—	−6	−6	—	−5	1	100	,,	Raytheon MFG.Co.	
58	2N113	p-n-p	WE	33	—	10	45	0,6	25	—	−6	−6	—	−5	1	100	,,		
59	2N114	p-n-p	WE	33	—	20	65	—	—	—	−6	−6	—	−5	1	100	,,		
60	GT — 83	p-n-p	WE	40_3	—	0,7	45	0,8	1500	—	−15	−25	—	—	—	—	Przełącznik	General Transistor Corp.	
61	GT — 87	p-n-p	WE	36	—	0,5	28	0,8	1500	—	−15	−25	—	—	—	—	,,		
62	GT — 88	p-n-p	WE	42	—	1,0	65	1,0	2000	—	−15	−25	—	—	—	—	,,		
63	GT — 122	p-n-p	WE	42	—	2,0	90	1,5	2500	—	−15	−25	—	—	—	—	,,		
64	5A	ostrzowy	WB	—	—	2,0	2,0	200	30	50	15	50	1	10	1	80	,,	Sprague El. Co.	
65	H3	p-n-p	WE^a	12	440	0,02	18b3c	0,060	1,0	—	—	−60	—	−350	450	5000	Wzmacniacz mocy	Minneapolis Honeywell Reg. Co.	a — klasa *B* — push-pull; b — wartość maksymalna; c — wartość przy maksymalnym prądzie
66	H4	p-n-p	WE^a	14	6250	0,02	35b6c	0,040	1,0	—	—	−60	—	−500	620	5000			
67	H1	p-n-p	WE^a	12	10000	0,02	14b35c	0,025	—	—	—	−60	—	−800	1020	20000	,,		
68	2N57	p-n-p	WE^a	13	12500	0,02	28b5c	0,040	—	—	—	−60	—	−1000	1200	20000	,, ,,		
69	2N68	p-n-p	WE	23	600	0,4	40	0,075	100	—	−12	−30	−150	−1500	+150	a—	,,	Sylvania Electric Products, Inc.	*a* — 2,5 W — chłodzenie naturalne; 4W — z radiatorem
70	2N95	n-p-n	WE	23	600	0,4	40	0,075	100	—	+12	30	150	1500	−150	a	,,		
71	X120	p-n-p	WB	18	5300	—	—	0,8	70	—	−60	—	—	4000	—	15000	,,	Transistor Products	
72	X122	p-n-p	WB	22	2800	—	—	0,9	150	—	−60	—	—	4000	—	7500	,,		
73	П3A	p-n-p	WE	17	1000	—	2,0	—	—	—	−25	−50	−130	−150	—	3500a	,,	ZSRR	a — radiator o powierzchni około 50 cm²; *b* — bez radiatora
74	П3B	p-n-p	WE	25	1000	—	2,0	—	—	—	−25	−50	−130	−450	—	1000b	,,		
75	П3B	p-n-p	—	20	1000	—	2,0	—	—	—	−12	−50	−250	−450	—	3500a 1000b	,, ,,		
76	TP2	ostrzowy	WB	—	60	1,0	1,5÷3	0,4	7	—	−15	—	−1,5÷3	—	0,3		Generator	Zakład Elektroniki IPPT PAN	
77	TP4	ostrzowy	WB		50	1,5	1,5—2,0	0,6	15	—	−15	—	−1,5÷3	—	0,2		,,		
78	TW1	p-n-p	WB	30	5	0,5	0,95	0,8	500	—	+10	−20	−1	—	1	200	Wzmacniacz		
79	TWO	warstwowo-ostrzowy	WB	—	—	0,3	2,0	0,6	20	—	—	−50	—	—	—	250	Generator Przełącznik		

Lp
1
2
3
4
5
6
7
8
9
10
11
12
13
14
15
16
17
18
19
20
21
22
23
24
25
26
27
28
29
30
31
32
33
34
35
36
37
38
39
40

a (lub b)	r_{we} [kΩ]	r_{wy} [kΩ]	F [dB]	U_{k0} [V]	$U_{k0\,max}$ [V]	I_{kc} [mA]
—	—	—	—	−6	−30	—
1,2	0,75*a*	7*b*	—	−20	−40	—
1,5	0,75*a*	7*b*	—	−20	−40	—
1,5	0,75*a*	7*b*	—	−20	−40	—
1,6	1,5*a*	7*b*	—	−10	−20	—
1,5	0,75*a*	7*b*	—	−20	−40	—
1,6	1,5*a*	7*b*	—	−10	−20	—
0,9	0,03*c*	300*d*	—	−10	−20	—
0,94	0,03*c*	300*d*	35*f*	−10	−20	—
0,9				−50	−100	−5
30	—	—	—	−6	−12	—
60	—	—	—	−6	−12	—
150	—	—	—	−3	−6	—
15	0,5	10	20	30	—	—
0,95	3,0	50	15*a*	−3,0	−4,5	−0,2
0,95	0,4	1,5	15*c*	−3,0	−4,5	−0,2
40	0,6	25	—	−6	−6	—
45	0,6	25	—	−6	−6	—
65	—	—	—	−6	−6	—
45	0,8	1500	—	−15	−25	—
28	0,8	1500	—	−15	−25	—
65	1,0	2000	—	−15	−25	—
90	1,5	2500	—	−15	−25	—
2,0	200	30	50	15	50	1
18*b*3*c*	0,060	1,0	—	—	−60	—
35*b*6*c*	0,040	1,0	—	—	−60	—
14*b*35*c*	0,025	—	—	—	−60	—
28*b*5*c*	0,040	—	—	—	−60	—
40	0,075	100	—	−12	−30	−150
40	0,075	100	—	+12	30	150
—	0,8	70	—	−60	—	—
—	0,9	150	—	−60	—	—
2,0	—	—	—	−25	−50	−130
2,0	—	—	—	−25	−50	−130
2,0	—	—	—	−12	−50	−250
1,5÷3	0,4	7	—	−15	—	−1,5÷3
1,5−2,0	0,6	15	—	−15	—	−1,5÷3
0,95	0,8	500	—	+10	−20	−1
2,0	0,6	20	—	—	−50	—

Cena zł 43.—

15



Podstawy Techniki Tranzystorowej

ERRATA

do książki: W. Rosiński, J. Pułtorak i E. Stolarski — **Podstawy techniki tranzystorowej**

Str.	Wiersz od góry	Wiersz od dołu	Jest	Powinno być
68	—	10	...*a*...	...*a*...
70	tabl. 2.6	rub. 6	7000	1000
90	4	—	$\hat{y}_{ke} = \ldots$	$\hat{y}_{ke} = - \ldots$
97	—	10	a	a_0
114	—	2	elektrotechniczną...	elektrochemiczną...
160	wzór 4.15		$\ldots \frac{2k^3}{3} - \frac{k^2}{2} \ldots$	$\ldots \frac{2k^3}{3} + \frac{k^2}{2} \ldots$
185	—	6	...w obwodzie kolektora,	...w obwodzie,
190	—	10	$\ldots a = \frac{g_{21}}{g_{22}}, \ldots$	$\ldots a = - \frac{g_{21}}{g_{22}} \ldots$
191	rys. 5.8a		Opornik pod kondensatorem C_5 oznaczyć przez R_6	
196	—	16	R_5 i R_6...	R_4, R_5 i R_6...
202	—	2	I_k = const. ...	I_e = const. ...
259	podpis pod rys.		Rys. 6.34.	Rys. 6.43.
284	—	4	...tryzystorze...	...tranzystorze...
321	tabl. 8.1	ryb. 6	200 i 150	2000 i 150
Załącznik 1, Lp. 54 rub. 16			— 10	+ 10
„ Lp. 60 rub. 5			40_3	40
„ Lp. 65 rub. 6			440	4400